

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 06-244754
 (43) Date of publication of application : 02.09.1994

(51) Int. Cl. H04B 1/30
 H04B 1/16
 H04L 27/14
 H04L 27/22

(21) Application number : 05-257541 (71) Applicant : TOSHIBA CORP
 (22) Date of filing : 22.09.1993 (72) Inventor : TSURUMI HIROSHI
 OGURA KOJI
 SOEYA MIYUKI

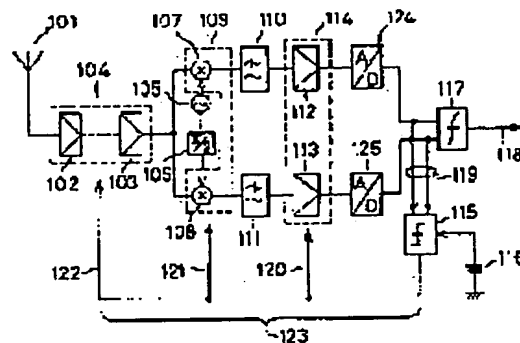
(30) Priority
 Priority number : 04345856 Priority date : 25.12.1992 Priority country : JP

(54) RADIO RECEIVER

(57) Abstract:

PURPOSE: To accurately attain much attenuation in a high-frequency amplifier by controlling relatively large amplitude fluctuation with the gain changeover of a high-frequency part and controlling the amplitude fluctuation by high-speed phasing with the continuous gain variable function of a base band circuit.

CONSTITUTION: Reception electric field intensity detection (RSSI detection) is required for base band signals and the I channel 124 and Q channel 125 of the output signals of base band amplifiers 112 and 113 are sent to an RSSI detection circuit 115. The circuit 115 detects a reception signal level, compares the detected reception signal level with a reference voltage 116 and feeds back the differential signals to a radio circuit as control signals. This radio receiver is provided with a function for performing the gain control of a receiver in at least three parts, the high-frequency amplifier 104, a frequency converter 109 and the base band circuit 114. Thus, even when the reception electric field intensity is extremely large, the base band circuit 114 is not saturated and a radio part capable of withstanding reception can be constituted.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 02.02.2000
 [Date of sending the examiner's decision]

of rejection]

[Kind of final disposal of application
other than the examiner's decision of
rejection or application converted
registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998, 2000 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-244754

(43) 公開日 平成6年(1994)9月2日

(51) Int. Cl. ^s	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H04B 1/30		9298-5K		
1/16		Z 7240-5K		
H04L 27/14		Z 9297-5K		
27/22		Z 9297-5K		

審査請求 未請求 請求項の数13 F D (全27頁)

(21) 出願番号 特願平5-257541

(22) 出願日 平成5年(1993)9月22日

(31) 優先権主張番号 特願平4-345856

(32) 優先日 平4(1992)12月25日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 鶴見 博史

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 小倉 浩嗣

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 添谷 みゆき

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

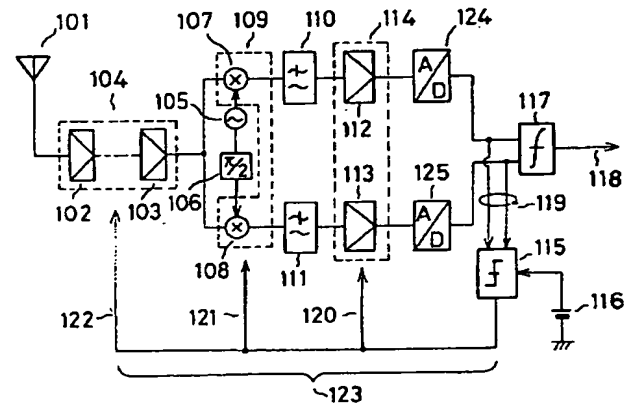
(74) 代理人 弁理士 則近 憲佑

(54) 【発明の名称】 無線受信装置

(57) 【要約】

【構成】 高周波信号を受信し増幅するための増幅手段と、前記高周波信号の中心周波数と等しい周波数の基準信号を発生する基準信号発生手段と、前記基準信号から相互に位相が直交する第1、第2の基準信号を発生させる移相手段と、前記増幅手段の出力信号と前記第1、第2の基準信号とを周波数変換する周波数変換手段と、前記周波数変換手段の出力信号を増幅するベースバンド処理手段と、そのベースバンド処理手段の出力信号を復調する復調手段とを有する無線受信装置において、前記高周波信号の電界強度を測定する電界強度測定手段を備え、高周波信号の電界強度に応じて、前記増幅手段、前記周波数変換手段及び前記ベースバンド処理手段の信号増幅率を変化させることを特徴とする。

【効果】 本発明によれば急激な入力振幅の変動があった場合にも、ダイナミックレンジを損なうことなく、高速に可変利得制御を行なうことが可能となる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル、アナログ信号で変調された高周波信号を受信し増幅するための増幅手段と、前記高周波信号の中心周波数とほぼ等しい周波数の基準信号を発生する基準信号発生手段と、前記基準信号から相互に位相が直交する第1、第2の基準信号を発生させる移相手段と、前記増幅手段の出力信号と前記第1、第2の基準信号とにより周波数変換する周波数変換手段と、前記周波数変換手段の出力信号から不要周波数成分を除去して所望信号を増幅するベースバンド処理手段と、そのベース

10 帯処理手段の出力信号を復調する復調手段とを有する無線受信装置において、
前記高周波信号の電界強度を測定する電界強度測定手段を備え、高周波信号の電界強度に応じて、前記増幅手段、前記周波数変換手段及び前記ベースバンド処理手段の信号増幅率を変化させることを特徴とする無線受信装置。

【請求項2】 デジタルもしくはアナログ信号で変調された高周波信号を送信する無線通信システムにおいて、前記高周波信号を増幅するための1つもしくは複数の高周波増幅器と、前記高周波信号の中心周波数とほぼ等しい周波数の基準信号を発生するローカル発振器と、前記ローカル発振器からの基準信号から、位相が相互に直交する第1及び第2の基準信号を得るための移相手段と、前記高周波信号と、前記ローカル発振器からの第1及び第2の基準信号とをそれぞれ乗算し、第1および第2のベースバンド信号を得るための第1及び第2の周波数変換器と、前記周波数変換器出力を入力信号とし、前記入力信号に利得を与える第1及び第2の利得可変のベースバンド回路と、前記ベースバンド回路の出力信号を復調するための復調器と、受信信号の電界強度を測定する受信電力測定回路とを供えた受信機において、前記高周波増幅器と前記周波数変換器のうちの少なくとも1つは利得を可変とする機能を備えており、前記受信電界強度測定回路によって測定された受信電界強度に基づき生成される制御信号によって、少なくとも前記ベースバンド回路の利得と、高周波増幅器と前記周波数変換器のうちの少なくとも1つのは利得を可変とする手段を備えていることを特徴とする無線受信装置。

【請求項3】 前記複数の高周波増幅器は、初段の固定利得増幅器と、その後段の1つもしくは複数の可変利得増幅器からなることを特徴とする請求項2記載の無線受信装置。

【請求項4】 前記ベースバンド回路の利得は、受信電界強度測定回路によって測定された受信電界強度に基づき生成される制御信号によって、連続的に可変となることを特徴とする請求項2または3記載の無線受信装置。

【請求項5】 前記受信電力測定回路によって測定された受信電界強度に基づき生成される制御信号によって、高周波増幅器と周波数変換器の利得をステップ的に可変と

し、ベースバンド回路の利得を連続的に可変とする手段を備えていることを特徴とする請求項2記載の無線受信装置。

【請求項6】 前記可変利得のブロックを、連続的に利得が変化する可変利得ブロックと、ステップ的に利得が変化する可変利得ブロックとに分け、1つの受信スロット内では、前記ステップ的に利得が変化する可変利得ブロックは利得を一定に保ち、連続的に利得が変化する可変利得ブロックは利得を変化させることを特徴とする請求項2記載の無線受信装置

【請求項7】 前記受信電力測定回路によって測定された受信電界強度に基づき生成される制御信号によって、高周波増幅器と周波数変換器とベースバンド回路の利得をステップ的に可変とする手段を備えていることを特徴とする請求項2記載の無線受信装置。

【請求項8】 前記高周波増幅器と周波数変換器とベースバンド回路の各段の利得の組み合わせによって、あらかじめ幾つかの受信モードを用意しておき、受信電界強度測定回路によって測定された受信電界強度の値に基づいて、前記受信モードの中から最適な受信モードを選択し、高周波増幅器、周波数変換器、ベースバンド回路の各段の利得の設定を行うことを特徴とする請求項7記載の無線受信装置。

【請求項9】 受信機の利得設定を請求項8における受信モードの設定によって粗く行った後、受信電界強度の値に基づいてより細かく行うことを特徴とする請求項7または8記載の無線受信装置

【請求項10】 受信機の利得設定を所望受信スロットの前までに行い、所望受信スロットを受信している間は、設定された利得を一定に保つことを特徴とする請求項7、8または9記載の無線受信装置。

【請求項11】 TDMAシステムの、自局以外に割り当てられた受信スロットが空き状態であるか否かを判断する際に、仕様で定められた電界強度の信号を受信できる状態の受信モードに受信部の利得を初期設定した後、前記自局以外に割り当てられた受信スロットの電界強度検出を行うことを特徴とする請求項7記載の無線受信装置。

【請求項12】 中間周波数帯域またはベースバンド帯域に周波数変換した受信信号を予め定められた方法により復調する復調装置の復調信号に対応した位相量を検出する位相検出部と、その位相検出部により検出された位相量に基づき前記復調装置の復調信号を位相回転する位相回転部とからなるレベル検出装置を備え、前記受信信号の受信電界強度を判定することを特徴とする無線受信装置。

【請求項13】 アナログ信号を入力とする可変利得回路と、その可変利得回路の出力をデジタル値に変換するA/D変換回路と、前記A/D変換回路の出力のオーバーフロー状態を検出する検出回路と、前記検出回路により

10

20

30

40

50

オーバーフロー状態を検出したときには前記可変利得回路を第 1 の利得量に設定し、前記検出回路によりオーバーフロー状態を検出しないときには前記可変利得回路を第 1 の利得量よりも小さい第 2 の利得量に設定する制御回路からなる利得制御回路を備えたことを特徴とする無線受信装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【産業上の利用分野】本発明は、無線通信システムで用いられる携帯無線端末に関し、特にダイレクトコンバージョン受信方式を使用した小形の無線受信装置に関わるものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】近年の移动通信の発展に伴い、移動端末の小形化・低価格化に対する要求が強まっている。この様な携帯端末では、受信部については、特に無線部の小形化・低価格化が重要な課題である。この受信無線部の小形化の実現方法として、超小形の回路部品を高密度実装する方法と、大型部品を使用しないで済む受信方式を使用する方法の 2 通りの方法がある。前者は、超小形部品が一般に価格の点で通常部品よりも高額になるため、受信機の低価格化にはつながらない。従って、価格を考慮すると、後者の大型部品を使用せずに済む受信方式を使用することが望ましい。ダイレクトコンバージョン受信方式は、この様な、受信無線部の小形化・低価格化を実現することができる受信方式の 1 つである。

【 0 0 0 3 】以下にダイレクトコンバージョン受信方式について説明する。ダイレクトコンバージョン受信方式は受信した高周波 (R F) 信号を、これと同じ周波数を持つローカル発振器信号によってミキシングし、直接ベースバンドに周波数変換して検波を行う受信方式である。

【 0 0 0 4 】図 2 9 に従来のダイレクトコンバージョン受信機の構成例を示す。アンテナ 2 0 1 より受信された R F 信号は R F フィルタ 2 0 2 を通過後、高周波増幅器 2 0 3 で増幅され、2 チャネルに分けられ、周波数変換器 2 0 4、2 0 7 において、ローカル発振器 2 0 6 からの、R F 信号と同じ周波数を持つ搬送波とミキシングされる。このローカル発振器は第 1 の周波数変換器 2 0 4、及び 9 0 ° 移相器 2 0 5 を介して第 2 の周波数変換器 2 0 7 にそれぞれ接続されている。受信された R F 信号は第 1、第 2 の周波数変換器によって 9 0 ° の位相関係にあるベースバンド信号に変換され、ローパスフィルタ 2 1 0、2 1 1 を通過後、ベースバンドアンプ 2 1 2、2 1 3 によって増幅され、通常の直交検波で用いられる検波方式例えば、遅延検波等によって検波される (2 1 4) 。

【 0 0 0 5 】ここで、検波方式をデジタル方式とする場合には、ベースバンドアンプ 2 1 2、2 1 3 の後段に A / D 変換器を使用すれば良い。また、周波数変換器の

後段の A C カップリング 2 0 8、2 0 9 は周波数変換器で生じた直流成分によってアンプ 2 1 2、2 1 3 が飽和すること防ぐため、直流成分除去の目的で挿入してあるものである。また、この例では 9 0 ° 移相器が基準搬送波であるローカル発振器側に挿入されているが、受信信号経路に挿入されていても良いことは良く知られているところである。

【 0 0 0 6 】以上の構成によるダイレクトコンバージョン受信方式は、R F 信号を直接ベースバンドに周波数変換するため、中間周波数を持たず、原理的にイメージ応答が存在しないことにより、スーパーヘテロダイン方式の R F 段に通常使用されているイメージ除去用の急峻なフィルタが不要であること、ベースバンドのチャネル選択用のフィルタが L S I 化可能なこと、などの理由により近年の L S I の進歩とともに、受信機の小形化を実現できる受信方式として注目されている。

【 0 0 0 7 】ところで、一般に移動無線に於いては、端末が移動する際に、受信電界強度が時間とともに変動する、いわゆるフェージング現象が生じる。このフェージングは、受信信号を復調する際、C / N の劣化をもたらす通話品質の劣化を招くので、通常、検波部前段での自動利得制御 (A G C) によって、受信信号の包絡線を一定にする必要がある。ここでダイレクトコンバージョン受信機における A G C 動作について考えるならば、利得ブロックでフェージング時の受信部利得制御を行うか、もしくは、A / D 変換器後のデジタル信号処理によって受信包絡線の振幅変動を等価的に押さえる操作を行う必要が出てくる。

【 0 0 0 8 】図 3 0 は、文献 : "Performance of Direct Conversion Receiver with $\pi/4$ -QPSK Modulated Signal" , Proc. 41st IEEE Vehicular Technology Conference pp.822-828 (1991) の Figure 1 に掲載されている、高周波増幅器の利得切り替えによる A G C 方式である。この方法では、受信信号を直交復調 (6 0 3、6 0 4) 後、増幅 (6 0 9、6 1 0) した後、A / D 変換 (6 1 1、6 1 2)、信号レベルを検出して (6 1 3)、その情報を元に、高周波増幅器 (6 0 2) の利得を制御 (6 1 4) する方法である。この方法は検波 (6 1 3) 方式としては、通常のベースバンド遅延検波方式が使用出来るため、静特性に於ける検波感度劣化が生じると言う問題はない。

【 0 0 0 9 】しかし、A G C を高周波増幅器のみで掛ける場合、高周波増幅器の利得が通常 1 0 ~ 2 0 d B 程度しかないため、フェージングの変動が大きな場合、A G C のダイナミックレンジが不足し、十分な耐フェージング特性を得られないと言う問題がある。

【 0 0 1 0 】一方、文献 : "A New Incoherent Direct Conversion Receiver" , Proc. 40th IEEE Vehicular Technology Conference pp.668-674 (1990) の Fig.1 に掲載されている方式で、高周波増幅器の利得切り替え

10

20

30

40

50

(7 1 5) に加え、ベースバンドアンプによる利得切り替え (7 1 4) も合わせて行う方式 (図 3 1 参照) がある。

【 0 0 1 1 】 この方式では、フェージングによる振幅変動に合わせて、高周波増幅器の利得とベースバンドアンプの利得をステップ的に切り替える (前文献の例では 6 d B ステップ) もので、ベースバンドアンプ自体の利得が高周波増幅器の利得よりも大きいために、図 3 2 の場合よりも A G C アンプとしてのダイナミックレンジを取ることができる。この方法では、利得制御自体が 6 d B

ステップであるため、例えば、9 0 0 M H z 帯の電波を使用するシステムに於いては、車速を考えた場合のフェージングピッチ (4 0 ~ 6 0 H z) には追従出来ないが、歩速程度のフェージングピッチ (2 ~ 5 H z) であれば十分に追従可能で、人が手に持って使用する様なコードレス電話や携帯電話には有効に使用できる方式である。

【 0 0 1 2 】 しかし、この方式でも以下に述べるような問題点がある。前述の様に、ダイレクトコンバージョン受信機に於いては、利得ブロックがスーパーヘテロダイ

ン受信機と比べて少ないため、各ブロックに求められる利得の変動幅の自由度もスーパーヘテロダイン受信機よりも少ない。つまり、ダイレクトコンバージョン受信機において、移動体通信機として必要なダイナミックレンジを確保するためには非常に自由度の少ない受信無線部の設計を必要とする。この様なダイレクトコンバージョン受信機に対しては、図 3 1 の方式では、ベースバンドアンプの利得を切り替えるため、ベースバンド段でのダイナミックレンジはある程度確保できるものの、例え

ば、R F 回路自体が入力信号によって飽和したような場合には、ベースバンド段での利得制御は意味の無いものとなる。

【 0 0 1 3 】 すなわち、入力信号が非常に大きなレベルであった場合には、周波数変換器前段の高周波増幅器のみの利得制御では間に合わず、この様な場合には後段の周波数変換器回路自体が飽和する可能性が出てくる。

【 0 0 1 4 】 これは、例えばコードレス電話や携帯電話を無線基地局の非常に近くで使用するような場合が考えられる。あるいは、家庭でコードレス電話を使用する際に、親機 (= 無線基地局) に子機 (= 移動端末) を置いておくような場合で、この場合には、瞬間的にせよ子機は親機から非常に大きな送信電力を受けることになる。こうした場合、前述の様な無線回路の飽和を防ぐことが必要となる。

【 0 0 1 5 】 しかし従来のスーパーヘテロダイン受信方式では、移相変調信号の受信時を考えた場合、中間周波数増幅器が飽和した場合でも、中間周波数段での受信信号のゼロクロス点さえ保存されていれば、復調は可能であったが、ダイレクトコンバージョン受信方式ではベースバンドで受信信号が飽和してしまうと信号の位相が保

存されず、復調することが不可能となる。

【 0 0 1 6 】 これはダイレクトコンバージョン方式特有の問題であり、従来の方法 (図 3 1) の様に高周波増幅器 7 0 2 の利得を下げて周波数変換回路 7 0 3 の飽和を防いでも、周波数変換回路 7 0 3 自体に利得があるため、後段のベースバンド回路が飽和してしまうという問題があった。

【 0 0 1 7 】 また、図 3 2 は、特開昭 61-236204 の Fig. 2 に示されている方式で、受信信号をアンテナ 4 0 1 で受信、高周波増幅 (4 0 2) し、周波数変換 (4 0 3 、 4 0 4) 後、直ぐに A / D 変換し (4 0 7 、 4 0 8) 、その後の処理を全てディジタル信号処理 (4 1 2) によって行う方式である。

【 0 0 1 8 】 しかし、この方法で移動通信用の携帯受信機に必要なダイナミックレンジを確保し、受信誤り率を良好なものに保つためには、非常に多ビットの A / D 変換器 (例えば 1 6 ビット程度) が必要となる。この様な多ビットの A / D 変換器と、さらにその後のディジタル信号処理を使用する場合の消費電力が膨大となるという欠点がある。これは電池寿命に制約のある移動無線端末の受信方式としては致命的である。

【 0 0 1 9 】 また、図 3 3 は、特開昭 59-196629 “ F M 受信機 ” に掲載されている構成であり、ダイレクトコンバージョン受信機にハードリミタを使用することによって、耐フェージング特性を持たせる方法である。

【 0 0 2 0 】 しかし、この方式ではリミターディスクリミネータ検波、つまり周波数検波によって信号の復調を行うことになるため、通常使用されている遅延検波法等と比較すると、周波数変換を 2 回行う分、I、Q チャネル間の振幅、移相特性のマッチングがより厳密に要求され、ハード構成が大規模、複雑化するという欠点がある。さらに静特性での検波感度が 1 ~ 2 d B 程度劣化すると言う欠点もある。

【 0 0 2 1 】

【 発明が解決しようとする課題 】 以上説明したように、従来ダイレクトコンバージョン受信機で使用されていた利得制御方式において、高周波増幅器における利得制御方式ではダイナミックレンジが不足するという問題があった。特に、ベースバンドアンプの利得をステップ的に切り替えるという方式では、ベースバンド段でのダイナミックレンジは確保出来るものの、R F 部のダイナミックレンジ不足により、ベースバンド部が飽和して、無線機全体としてのダイナミックレンジが十分に取れないばかりか、受信不可能になるという問題があった。

【 0 0 2 2 】 また A / D コンバータを使用してディジタル的に利得制御を行う方式では消費電流が膨大となるという欠点を有し、直交復調後のベースバンド信号を再度中間周波数に周波数変換しリミタを使用する方式では、静特性時の検波感度が劣化するという欠点があった。

【 0 0 2 3 】 以上の様に、ダイレクトコンバージョン受

信機を実環境に適用するためには、実用上十分なダイナミックレンジを備え、高速のフェージングに耐え得る、受信部の利得制御を実現することが大きな課題となる。

【0024】本発明においては、強レベルの入力信号時においても、高周波増幅器での減衰量を精度良くしかも多く採れるようにすることができる無線受信装置を提供する。

【0025】

【課題を解決するための手段】この様な課題を解決するために、本無線受信装置に於いては、デジタルもしくはアナログ信号で変調された高周波信号を伝送する無線通信システムにおいて、前記高周波信号を増幅するための1つもしくは複数の高周波増幅器と、前記高周波信号の中心周波数とほぼ等しい周波数の基準信号を発生するローカル発振器と、前記ローカル発振器からの基準信号から、位相が相互に直交する第1及び第2の基準信号を得るための移相手段と、前記高周波信号と、前記ローカル発振器からの第1及び第2の基準信号とをそれぞれ乗算し、第1および第2のベースバンド信号を得るための第1及び第2の周波数変換器と、前記周波数変換器出力を入力信号とし、前記入力信号に利得を与える第1及び第2の利得可変のベースバンド回路と、前記ベースバンド回路の出力信号を復調するための復調器と、受信信号の電界強度を測定する受信電力測定回路とを供えた無線受信装置において、前記高周波増幅器と前記周波数変換器のうちの少なくとも1つは利得を可変とする機能を備えており、前記受信電界強度測定回路によって測定された受信電界強度に基づき生成される制御信号によって、少なくとも前記ベースバンド回路の利得と、高周波増幅器と前記周波数変換器のうちの少なくとも1つのは利得を可変とする手段を備えていることを特徴とする。

【0026】また、受信電力測定回路によって測定された受信電界強度に基づき生成される制御信号によって、高周波増幅器と周波数変換器とベースバンド回路の利得をステップ的に可変とする手段を備えていることを特徴とする。

【0027】また第2の発明においては、中間周波数帯域またはベースバンド帯域に周波数変換した受信信号を予め定められた方法により復調する復調装置の復調信号に対応した位相量を検出する位相検出部と、その位相検出部により検出された位相量に基づき前記復調装置の復調信号を位相回転する位相回転部とからなるレベル検出装置を備え、前記受信信号の受信電界強度を判定することを特徴とする。

【0028】また第3の発明においては、アナログ信号を入力とする可変利得回路と、その可変利得回路の出力をデジタル値に変換するA/D変換回路と、前記A/D変換回路の出力のオーバーフロー状態を検出する検出回路と、前記検出回路によりオーバーフロー状態を検出したときには前記可変利得回路を第1の利得量に設定し、

前記検出回路によりオーバーフロー状態を検出しないときには前記可変利得回路を第1の利得量よりも小さい第2の利得量に設定する制御回路からなる利得制御回路を備えたことを特徴とする。

【0029】

【作用】本無線受信装置に於いては、受信信号の振幅変動のうち、比較的大きな振幅変動を高周波部の利得切り替えで制御し、高速のフェージングによる振幅変動をベースバンド回路の連続的な利得可変機能によって制御するので、回路に負担を掛けることなく比較的高速のフェージングに追従できるという作用がある。

【0030】また、ベースバンド回路が飽和することを防ぐため、高周波増幅器とベースバンド回路以外にも利得可変ブロックを備えているため、従来のダイレクトコンバージョン受信方式による無線受信装置と比べて、ダイナミックレンジの広い無線受信装置を提供出来るという作用がある。

【0031】また第2の発明においては、回転変換を用いて受信電界強度のレベル検出を行なうことにより、無線受信装置の利得制御を行なうことを特徴とする。特にベースバンド遅延検波を行なう無線受信装置において、検波出力成分が受信電界強度に相当すること並びに判定回路出力が回転量の \sin 、 \cos 成分に相当することから、従来に比べて少ない回路規模でレベル検出部を構成することができる。

【0032】また第3の発明においては、受信部のA/D変換装置の出力を監視し、オーバーフローを検出したら可変利得回路の利得を第1の利得幅だけ下げる。また予め定められた観測時間だけA/D変換装置の出力を監視し、オーバーフローが検出されない場合には、予め定められたしきい値とA/D変換器の前記観測時間内の最大値とを比較し、受信電界強度の推定を行なう。この最大値がしきい値よりも小さいときは第1の利得幅よりも小さい第2の利得幅だけ可変利得回路の利得を上げるように利得制御回路の制御部を制御する。

【0033】

【実施例】(第1の発明)以下、図面を用いて本発明の無線機について説明する。図1は、本発明による無線受信装置の基本構成を説明するための図である。図1を用いて本発明に於ける無線受信装置の構成について説明する。受信アンテナ101より受信された信号は、高周波増幅器104にて利得を与えられた後、ローカル発振器105から供給される、受信信号の中心周波数とほぼ等しい周波数の基準信号とミキサ107、108にてミキシングされ、直接ベースバンドに周波数変換される。 $\pi/2$ 移相器106は、周波数変換後の2つの経路が互いに直交する様に(IQチャネル)する為に、ローカル発振器出力に入れてあるものであり、この $\pi/2$ 移相器は受信信号経路に入れても良いことは良く知られているところである。ベースバンドに周波数変換された受信信号は、

チャネルフィルタ110、111を通過後、ベースバンドアンプ112、113にて増幅される。このベースバンドアンプは受信部の利得の大部分を得るだけの増幅度を備える。

【0034】本無線受信装置に於いては、ベースバンド信号に対して受信電界強度検出（以下RSSI検出：Received Signal Strength Indicator）を行う必要があり、このために、ベースバンドアンプ112、113の出力信号のIチャネル（124）、Qチャネル（125）は、RSSI検出回路115に送られる（119）。RSSI検出回路は受信信号レベルを検出し、検出された受信信号レベルを基準電圧116と比較して、その誤差信号を制御信号として無線回路にフィードバックする。図1の例での制御は、高周波増幅器（104）への制御122、周波数変換器（109）への制御121、ベースバンドアンプ（114）への制御120の3ヶから成っている。

【0035】この例のように、周波数変換器109に利得可変機能を持たせる理由を次に述べる。従来のダイレクトコンバージョン受信機では、高周波回路の利得切り替えは、図31に示すような高周波増幅器702のみであった。所望波が非常にレベルが強い場合には、極端にはRFアンプの電源をOFFとすることが考えられる。しかしこの場合でも、受信信号の減衰量は一般に-40dB程度にしかならない。従って、高周波増幅器702のみの利得を制御しても、後段の周波数変換器703、704に変換利得がある場合には、さらに後段のベースバンドフィルタ707、708や、ベースバンドアンプ709、710が飽和してしまう恐れがあった。

【0036】これに対し本発明に於ける無線受信装置に於いては、高周波増幅器、周波数変換器、ベースバンド回路の少なくとも3ヶ所以上で受信機の利得制御を行う機能を備えているため、従来のダイレクトコンバージョン受信機のように、受信電界強度が非常に大きな場合にも、ベースバンド回路が飽和すること無く、受信に耐えられる無線部を構成することができるという特徴がある。

【0037】尚、RSSI検出の方法は、従来より知られている方法（例えば、特公平4-24881）の様に、IQ信号から $(I^2 + Q^2)$ の平方根なる値を計算することによって行えば良い。また図1ではA/D（124、125）コンバータの後で受信電界強度検出を行っているが、もちろんアナログ的に検出しても良い。

【0038】さらに図1で、高周波増幅器（104）は他段構成となっても良い。高周波増幅器ブロック104の初段の高周波増幅器102を固定利得の低雑音増幅器とすることは、高周波増幅器が低雑音特性と利得切り替え機能の両方の特性を両立させることが困難であることを想定した場合に有効である。この場合には、受信信号は初段の低雑音増幅器102にて増幅された後、後

段の制御信号122によって、利得が可変となる高周波増幅器103にて所望の利得に制御される。高周波増幅器ブロック104は2段とは限らず何段あっても良いが、初段は雑音特性の良い高周波増幅器を備えさせることが本発明による無線受信装置の特徴である。すなわち、初段に利得切り替え可能な高周波増幅器を置くと、一般にNFの点では不利な為、本発明に様に、NFの良い固定利得の高周波増幅器で受信信号を1度増幅しておくことは静特性時の受信感度の向上につながる。

10 【0039】本説明に於いては、ベースバンド回路の可変利得要素として、ベースバンドアンプ114を考えたが、本発明に於ける無線受信装置に於いては、ベースバンドでの可変利得要素は、ベースバンドフィルタとベースバンドアンプのいずれでも良いことは明らかである。

【0040】または本発明において簡易に利得制御を行うために、高周波増幅器の前段または後段に一つまたは二つ以上の減衰器を挿入することも可能である。特に複数の減衰量の異なる減衰器を多段に挿入することにより、強レベルの入力信号時出合っても、各減衰器のオン、オフのみで、構成度に多段階の利得制御を行うことが可能となる。

【0041】本発明における無線受信装置では、従来のダイレクトコンバージョン受信機と異なり、強入力時に於けるベースバンド回路114の飽和を防ぐために、ベースバンド回路よりも前に、高周波増幅器102以外の回路で利得制御を行っていることが大きな特徴である。この例として例えば周波数変換器109にて利得制御を行うことが挙げられる。

30 【0042】さらに図2のような構成を用いることも可能である。受信アンテナ301より受信された信号は高周波増幅器303にて利得を与えられた後、ローカル発振器306から供給される、受信信号の中心周波数とほぼ等しい周波数の基準信号とミキサ304、307にてミキシングされ、直接ベースバンドに周波数変換される。 $\pi/2$ 移相器305は周波数変換後の2つの互いに直交する（IQチャネル）よう信号変換するために、ローカル発振器出力に挿入するものである。ベースバンドに周波数変換された受信信号はチャネル選択フィルタ308、309を通過後、ベースバンドアンプ310、311にて増幅される。ベースバンドアンプ310、311の出力信号はA/D変換器312、313によりデジタル信号に変換された後、RSSI検出回路314に送られる。RSSI検出回路は受信信号レベルを検出し、検出された受信信号レベルを基準電圧発生器316と比較して、その誤差信号を制御信号として無線回路にフィードバックする。図2の例では、ベースバンドアンプ310、311を制御するよう、制御信号がフィードバックされている。

50 【0043】このように受信周波数を直接ベースバンドに周波数変換した後、チャネル選択とアンチエリアジン

グ機能を有するベースバンドフィルタを通し、ベースバンドAGCによって利得を与えた後、A/D変換してルートロールオフフィルタリング検波を行なう。AGC制御はA/D変換後のベースバンドIQ信号を用いて受信電界強度検出を行ない、この信号と基準レベルとの差分をとり、ループフィルタをかけた後、D/A変換してベースバンドアンプの利得を制御する。

【0044】この図に示す構成では、RSSIのAGC信号をデジタル信号でベースバンドアンプに供給することができるので、ループフィルタの周波数、ループゲインをアナログ信号よりも正確に制御することができる。また制御量としての信号値の制御を容易に行なうことが可能なる。

【0045】図3は周波数変換器の利得を可変にする方法の実施例を説明するための図である。周波数変換器1403の利得を可変にするためには、2系統の周波数変換器1401、1402それぞれの利得を別々に制御しても良いが、2つの周波数変換器間で生じる振幅オフセット誤差等のために別々の制御が困難である場合がある。この様な場合には、ローカル発振器の注入レベルを変化させることによって高周波周波数変換の利得を可変にする方法も考えられる。これは図3(a)に示す様に、2系統の周波数変換器1403に対して、基準搬送波信号を供給するローカル発振器1405出力段の増幅器の利得を利得制御回路1409からの制御信号1408によって可変とするものである。この方法は、周波数変換器1401、1402を別々に制御する場合と比べて制御線が1本で済み、かつ制御信号1408が周波数変換器1401、1402に共通なので、2つの周波数変換器間の利得のバラツキも少なくなる。

【0046】図3(b)に、ローカル発振器注入レベルと周波数変換器の利得の関係を示した。ここで、ローカル発振器の注入レベルがあまり大きいと周波数変換器の利得は飽和してくるが(1406の部分)、周波数変換器の利得がローカル発振器入力レベルに対して線形である部分(1407の部分)で使用すれば、良好な利得制御が可能である。この例では、ローカル発振器の注入レベルを-20~-10dBmに制御することによって、周波数変換器の利得を10~20dBの間で可変にすることが可能である。

【0047】本発明による無線受信装置の別の実施例について説明する。本発明に於ける無線受信装置においては、高周波増幅器104、周波数変換器107の利得をステップ的に「粗く」変化させ、ベースバンドアンプ114の利得を連続的に変化させる。この様にすれば、受信機全体としての利得は見掛け上は連続的に変化させることが出来る。従って、本発明に於ける無線受信機では、従来の発明による図20の構成と比べ、ベースバンドアンプの利得がステップ的でなく、連続的に変化する特徴を供えており、より高速のフェージング時にも有効

に使用出来るという利点がある。

【0048】本発明による無線受信装置の別の実施例について説明する。本発明に於ける無線受信装置は、受信電力測定回路によって測定された受信電界強度に基づき生成される制御信号によって、高周波増幅器と周波数変換器の利得をステップ的に可変とし、ベースバンド回路の利得を連続的に可変とする手段を備えている。さらに、本発明による無線受信装置に於いては、2系統のベースバンド回路の利得調整を行う。ただし、ここで図1の構成におけるベースバンドアンプ112、113の利得は80dB程度が要求されるが、この様に非常に利得が大きく、しかも連続的に利得が可変になる2つのベースバンドアンプ112、113の利得を広いダイナミックレンジに渡って合わせることは困難である。

【0049】そこで、本発明による無線受信装置では、ベースバンドアンプ112、113の利得を2つのブロックで実現し、連続的に利得が変化するベースバンドアンプの利得は40dB程度に押さえ、その不足分をベースバンドアンプ前段の離散的に利得が切り替わる増幅器で補うという構成を取ることを特徴とする。増幅器の利得を離散的に変化させる場合には、連続的に変化させるよりも利得の精度が良くとれ、回路構成も容易になるという利点がある。また、連続的に利得が変化するベースバンドアンプ(112、113)の利得を押さることによって、利得の2つのアンプ間(Iチャネル、Qチャネル間)のアンバランスを押さえられるという効果もある。このベースバンドアンプ前段の離散的に利得が切り替わる増幅器の機能は、ベースバンドフィルタ110、111か、もしくは周波数変換器107、108などに持たせることが出来る。あるいは、別のベースバンド回路をベースバンド回路114の前段に別途設けても良い。

【0050】以上は、ベースバンド回路の利得が連続的に可変となる場合の実施例について述べたが、次に示す別の実施例では、受信部の回路の利得が離散的に変化する場合について述べる。これは、比較的低速のフェージングに対する耐性があれば良い場合、つまり歩きながら携帯電話を使用するような場合に適用可能である。この様な場合には、利得を連続的に可変にするAGCアンプを使用しなくても良く、より回路の実現性や回路構成の簡便性の点で優れている、利得が離散的に変化する可変利得増幅器を使用することが可能である。

【0051】以上を図4と図5を用いて説明する。図4と図5はいずれもTDMAもしくはTDDシステムのフレームであり、図4は受信レベル変動1701が高速の場合、図5は受信レベル変動1801が低速の場合を示している。また1705、1805は1フレーム長、1702、1802が1スロット長である。

【0052】ここでRX1を所望の受信スロットとすると、図4では、所望受信スロットRX1(1703、1

10

20

30

40

50

704) にフェージングのノッチが入っており、この影響を防ぐために利得が連続的に可変となるAGCアンプが必要となる。これに対して図5の様に受信レベルの変動速度が遅い場合には、先行フレームのRX1(1803)と次フレームのRX1(1804)の間で、受信電界強度の変動は少ない。従って、図5の様に電波環境が複数のフレーム間で殆ど変化しない場合には、あるフレームの受信スロットの間では、無線受信部の利得(増幅器、周波数変換器等の利得)を一定に保ったまま、受信動作を行うことが可能である。従って、先行するフレーム(1803)を受信した時の受信部の利得をメモリに保持しておき、次フレームの所望受信スロット(1804)を受信する際の初期値として、この値をそのまま使用することもできる。

【0053】また、本発明による無線受信装置に於いて

は、受信時の無線部利得設定(増幅器や周波数変換器などの利得設定)をより簡便にするために、受信時に各回路の利得の組み合わせで、幾つかの受信モードを用意し、受信電界強度の値に基づいて、この受信モードの中から最適な受信モードを選択し、各段の利得の設定を行うことを特徴とする。

【0054】以下に、図面とフローチャートを用いて本発明の実施例を詳細に説明する。尚、本説明においては、図1に示す様に、可変利得ブロックとして、高周波増幅器、周波数変換器、ベースバンドアンプの3つを考える。

【0055】表1に、本無線受信装置に於ける受信モード設定の一実施例を示す。

【0056】

【表1】

受信モード	アンテナ端入力レベル (dBμ)	各 段 利 得 (dB)		
		高周波増幅器	周波数変換器	ベースバンドアンプ
モード1	0 ~ 20	20	20	60
モード2	20 ~ 40	20	20	40
モード3	40 ~ 60	20	0	40
モード4	60 ~ 80	20	0	20
モード5	80 ~ 100	0	0	20

表1では、アンテナ端での受信入力レベルの値によって、5つのモードが設けられている。高周波増幅器は0、20dBの2通りの利得、周波数変換器は0、20dBの2通りの利得、ベースバンドアンプは20、40、60の3通りの利得をそれぞれ設定できる。ここで、例えば受信モード1はアンテナ端での受信入力レベルが、0~20dBμの時に設定される受信モードである。このモード1は、入力信号レベルが最も弱い場合、つまり受信感度レベルの信号を受信する場合に設定されるモードで、その分、受信部各回路の利得も高くなっている。ここでは、高周波増幅器の利得が20dB、周波数変換器利得が20dB、ベースバンドアンプ利得が60dBである。入力信号が20dB高くなるとモード2に移り、ベースバンドアンプの利得が20dB下がって40dBとなる。さらに入力レベルが20dB高くなるとモード3に移るが、本実施例ではベースバンドアンプの飽和を防ぐため、ベースバンドアンプの利得を20dB下げることにはせずに、周波数変換器の利得を20dB下げていることが特徴である。同様に、モード5では周波数変換器が飽和することを避けるために、高周波増幅器の利得を下げている。すなわち後段の回路が飽和する

30 ような信号を受け渡さないように、その前段の回路は利得を制御する。

【0057】図6は、この受信モードを用いて受信信号を増幅した場合のレベルダイアの一例である。アンテナ2001で受信された受信機入力レベル2006は、高周波増幅器2002、周波数変換器2003、ベースバンドアンプ2004で増幅される。ここで2007、2008、2009はそれぞれ、高周波増幅器、周波数変換器、ベースバンドアンプの利得分である。ベースバンドアンプ出力では信号は2010のレベルまで増幅されており、A/Dコンバータ2005に受け渡される。

40 【0058】以上のモード切り替え方式は、TDMAもしくはTDDシステムに本無線受信装置が使用されたときに特に有効である。図7はTDMAもしくはTDDシステムにおけるフレーム構成を示す図である。図7で1501が1フレーム長、RX1やRX2が受信スロットである。今、RX1を所望受信スロットとし、1508を受信しようとする場合、受信モードの設定は、1つ前のフレームでのRX1の受信スロット(1502)で検出された受信電界強度を基にして、スロット1507の受信前までに行われる。つまり、スロット1503と1

508は受信レベルが等しいとして受信部利得設定を行う。これは、フェージング速度が1フレーム長(1501)に比べて十分に遅ければ、先行フレームのRX1(1503)と後続フレームのRX1(1508)での受信電界強度の値はほぼ等しいと見なせることに基づいている。また、1スロット1508の間でも受信レベルは変化しないと見なせるので、設定されたモードはスロット1508受信中は固定される。

【0059】次に図8を用いて、本発明による無線受信装置に於ける受信電界強度の検出方法、具体的にはベースバンドアンプの信号出力レベルからアンテナ入力端での受信電界強度を求める方法について説明する。

【0060】受信機において、アンテナ入力端における受信電界強度の絶対値を知ることは、高レベル入力時に於ける高周波増幅器(図1の104)や周波数変換器109での飽和を防ぐために必要である。本受信機で受信された信号のレベルを測定しやすいのは、ベースバンドアンプの出力点である(802)。そこで、本無線受信装置においては、受信機のアンテナ入力端における受信電界強度の値を、ベースバンドアンプ出力におけるRSSIの絶対値(PBB)と、高周波増幅器104の利得(R)と周波数変換器(109)の利得(M)とベースバンド部の利得(114)の利得(B)を用いて算出するという特徴を備えている。これは、ベースバンドアンプ出力で検出したRSSI(ベースバンドアンプの出力レベル)の値から、ベースバンドアンプの利得と周波数変換器の利得と高周波増幅器の利得を差し引けば良い(803)。これらの回路の利得は受信スロットおき毎に逐次更新されるが、その都度メモリなどに蓄えておけば良い。

【0061】次に無線受信機の電源をONにした後、受信モードの初期設定の方法の一手順を図9を用いて説明する。受信機の利得を初期設定する場合の問題点は、受信される信号レベルについての情報が全く無いことである。そのため、信号レベルが極端に大きい場合や極端に小さい場合には、受信電界強度測定が出来ず、受信機の利得を設定できないという問題が生じる。

【0062】本発明に於ける無線受信装置においては、受信モードを逐次設定しながら(903、907)、受信電界強度の測定を試み(904)、受信電界強度検出が可能なるC/N(C:受信信号、N:受信機熱雑音)になった時点(905)で、入力信号レベルを受信する最適受信モードの設定を行う(906)。この受信モードを逐次設定する順序(907)は、利得の少ない受信モードから順次設定していくほうが良い。これは、過大入力時のA/Dコンバータ(124、125)の飽和を避けるためである。つまり表1の例では、モード5→モード1の順に受信部の利得を設定して行き、受信電界強度が測定できた時点で、受信モード設定を行う。ここで、受信モードを逐次設定するために必要な時間を削減する

ことが望ましい場合には、例えば1つおきにサーチする(表1の例ではモード5、3、1という様にモード4、2を省く)方法が有効である。この方法は、所望受信スロット以外の他のスロットの受信電界強度を測定する場合にも有効である。

【0063】他のスロットの受信電界強度を測定するのは、使用しているスロットが干渉を受けた場合に、他のスロットに移ることができるように、普段から他のチャネルの使用状況を把握しておく、いわゆる空きチャネルサーチのためである。これは、例えば図10で、TDM A通信の所望スロット(2201、2203)以外のスロット(この例では2202)の受信電界強度を測定することである。この場合には、他のスロットの受信電界強度が全く未知であるため、無線受信部の利得の設定によっては、無線部が飽和する可能性がある。従って、この様にまず粗く利得設定を行う方法は受信電界強度の所要時間を短縮するという観点から有効である。

【0064】次に、通常の実受信時における受信モードの決定方法について図11を用いて説明する。ここでは図7のRX1を受信することを考える。電源ON(1102)、前述の初期設定(1103)の後、RX1(1503)にて受信電界強度Pを測定する(1105)。フェージングピッチが1フレーム長(1501)に比べて十分に長ければ、図7の1503と1508はほぼ等しい受信レベルであると考えられるので、1503で測定した電界強度(=1508での受信電界強度)を受信するための受信モードを決定し(1106)、次フレーム(1107)のスロット(1508)を受信する(1108)。

【0065】以上は、図7に示す受信フレームのうち、スロット1508を受信する際に、スロット1503で測定された受信電界強度に基づき受信利得設定を行う方法であった。しかし、実際にはスロット1508を受信する際の受信部の利得は、スロット1508自身の受信電界強度によって設定されることが望ましい。

【0066】以下にこの方法について述べる。TDMAやTDDシステムのスロット構成の一例を図12に示す。ここで1601は所望受信スロット、1602、1603は隣の受信スロット、1604、1605はガードタイムである。スロット1601は、スタートシンボル1606、プリアンプル1607、識別ワード1608、情報信号1609などからなる。ここで、例えば、プリアンプル1607区間に受信電界強度の測定ができれば、その情報に基づきこのスロットの情報信号1609部分を受信するための受信モード設定・利得設定が可能となる。

【0067】図13を用いて本方法の手順について説明する。図13で1304に記したn=1は、現在既に所望受信スロットを受信していることを示している。このときの受信部の利得設定は、初期設定1303で設定さ

10

20

30

40

50

れた受信モードによっている。1305では、受信スロットの先頭部分（例えば図12のプリアンプ1607）を用いて今受信しているスロットでの所望波の受信電界強度 P' を測定し、この値に基づいて受信モードを設定し（1306）、受信を行う（1307）。次のフレーム（ $n=2$ ）からは、受信電界強度測定（1305）で設定される受信モードの初期値は、1つ前のフレーム（ $n=1$ ）を受信する際に使用した受信モードに設定しておくのが良い。例えば、 $n=1$ でモード3を使用して受信した場合には、 $n=2$ での受信電界強度測定（1305）時の初期値としてモード3を使用すれば良い。あるいは、 $n=2$ での受信電界強度測定（1305）時のA/Dコンバータ（図1の124、125）での飽和を避けるという意味からすれば、 $n=2$ での受信電界強度測定（1305）時には、1ランク利得の少ないモード4を初期値としてしても良い。

【0068】以上述べた、受信モードの設定による受信動作において、受信部の利得可変幅（表1の場合は20dB）が大きすぎ、利得設定が粗すぎる場合には、利得可変幅を、例えば5dBにする、などの様に細かく採れば良い。しかし、この値を余り細かくすると、受信モードの数が増え、初期設定に時間が掛かったり、制御が複雑になるなどの問題が出てくる。本発明における無線受信装置ではこの問題を解決するために、受信機の利得設定を、受信モードの設定によって粗く行った後、受信電界強度の値に基づいてより細かく行うことを特徴とする。

【0069】この方法を図14、図15を用いて説明する。図7の1508を受信するために、1503の受信電界強度 P を測定し、この値に基づいて受信モードの設定を行うことを考える。今、1503で電界強度 P を測定し、1508を受信するために設定した受信モードの受信レベルダイアを図14とする。図14で、実線で示されているレベルダイア（2108）は、表1の受信モード1を設定した場合であり、高周波増幅器（2102）、周波数変換器（2103）、ベースバンドアンプ（2104）の利得はそれぞれ、20、20、60dBとなっている。

【0070】ここで、ベースバンドアンプ（2104）の出力レベル（2106）は、A/Dコンバータ（2105）の飽和レベル（2111）とA/Dコンバータのビット精度を保つために必要な最低入力レベル（2112）の間の範囲（2110）に入る様にすることが必要である。さらに、図7のスロット1503で検出した電界強度 P とスロット1508で実際に受信される電界強度の間の変動分を考慮すれば、スロット1508を受信するために設定される受信部の利得は、この変動分のマージンを見て、ベースバンドアンプの出力レベル（2106）がA/Dコンバータの入力範囲2110の丁度真ん中に来るように設定しておくことが望ましい。このよ

うにしておけば、A/Dコンバータの入力範囲2110が20dBある場合、スロット1503での受信電界強度 P とスロット1508での受信電界強度の差が±10dBまでは対応可能である。

【0071】図15にこの方法の設定手順を示す。スロット1503で測定した受信電界強度 P を基に設定したモードで、受信電界強度 P を受信した場合のベースバンドアンプ出力 PBB を計算し、この値がA/Dコンバータの入力範囲の中央（もしくはある基準レベル）よりも上か下かを判断し（1002）、もし上であれば、ベースバンドアンプの利得を、表1に受信モードに設定されているベースバンドアンプの利得の設定可能最小幅（本例では20dB）よりも細かい刻み幅（例えば5dB）で下げる（1003）。逆に、 PBB がA/Dコンバータの入力範囲の真ん中（もしくはある基準レベル）よりも下の場合は、ベースバンドアンプの利得を細かい刻み幅（例えば5dB）で上げる（1004）。

【0072】この方法のフローチャートを図16に示す。この例では、測定した受信電界強度 P （1205）の値に基づいて決定した受信モード（1206）に、図15のフローチャートで示す利得の微調整を施した後（1211）、次フレームを受信するものである。このとき設定される受信部利得による受信部レベルダイアを図14の2107に示す。これは、受信モードで設定された利得を使用した場合のベースバンドアンプ出力2106が、2107に示す値になるように受信部の利得を微調整したものである。

【0073】本方式は、受信モード選択した後に細かい利得の調整を行うため、受信モードのみを使用する場合よりもより柔軟に受信電界強度の変動に対応できる無線受信装置が実現できるという利点がある。本方法は、受信モードを設定した後の処理として、図9の909、図12の1111、図13の1311にも挿入することによって有効に使用できる。

【0074】空きチャネルの受信電界強度を測定する方法については既に述べたが、正確な受信電界強度の値は必要なく、ある規定値以上か以下かのみを判定できれば良いことある。このような場合の受信モードの設定に付いて説明する。本発明による無線受信装置に於いては、空きチャネルサーチを行う際に、「仕様で定められた電界強度の信号」を受信できる状態の受信モードに受信部の利得を初期設定しておくことを特徴とする。ここで、「仕様で定められた電界強度」とは、受信信号がこの電界強度以上であれば、チャネルは「使用中」、以下であれば「未使用」という様に、一般にシステムの仕様書で定められている値である。従って、本無線受信装置の様に利得設定をしておけば、空きチャネルサーチをした時に、受信部の利得が大きすぎ、A/Dコンバータが飽和すれば、測定したスロットは「使用中」、そうでなければ「未使用」と即座に判断することが可能である。

【0075】尚、本説明においては、図1に示す様に可変利得ブロックとして、高周波増幅器、周波数変換器、ベースバンドアンプの3つを考えたが、本発明がこの構成のみに限るもので無いのは言うまでもない。

【0076】次に、図17を用いて本発明の別の実施例について説明する。図17で、2系統の周波数変換器(2301、2302)、ベースバンドフィルタ(2303、2304)からのIQ出力信号は、発振器(2310)からのクロック信号によってスイッチングされるスイッチ(2305)によって切り替えられ、クロックの周期でベースバンドアンプ(2308)に交互に入力される。ベースバンドアンプ(2308)は、デジタル信号処理部(2315)からの制御信号(2311)で利得が制御されるACGアンプであり、入力信号はこのアンプによって利得を与えられた後、A/D変換され(2309)、入力側のスイッチ(2305)と同期したスイッチ(2312)によって、デジタル信号処理部(2315)に入力される。ここで入出力のスイッチは、入力側スイッチが2305側の時、出力側スイッチは2313側、入力側スイッチが2307側の時、出力側スイッチは2314側にそれぞれ設定される。

【0077】本構成によれば、従来2系統必要であったベースバンドAGCアンプ(2308)、A/D変換器(2309)が1系統で済むため、回路構成の簡略化、低消費電力化が図れるという利点がある。さらに、従来問題となっていた、回路の不完全性によるIQ2系統のチャンネル間での利得や振幅のアンバランスなどの問題が解決できるという効果がある。

【0078】以上まとめると、本発明により、受信信号の振幅変動のうち、比較的大きな振幅変動を高周波部の利得切り替えで制御し、高速のフェージングによる振幅変動をベースバンド回路の連続的な利得可変機能によって制御するので、回路に負担を掛けることなく比較的高速のフェージングに追従できるという効果がある。また、高周波増幅器と周波数変換器の利得をステップ的に可変とし、ベースバンド回路の利得を連続的に可変とする手段を備えているため、利得の大きな連続的に利得が変化する可変利得増幅器と使用した場合と比べて、Iチャンネル、Qチャンネル間の利得のアンバランスを押さえられるという効果がある。

【0079】また、本発明に於ける無線受信装置に於いては、高周波増幅器、周波数変換器、ベースバンド回路の少なくとも3ヶ所以上で受信機の利得制御を行う機能を備えているため、従来のダイレクトコンバージョン受信機と比べて、受信電界強度が非常に大きな場合にも、ベースバンド回路が飽和すること無く、受信に耐えられる、ダイナミックレンジの広い無線受信装置を構成することができるという効果がある。

【0080】本発明による無線受信装置においては、受信時の無線部利得設定(増幅器や周波数変換器などの利

得設定)をより簡便にするために、受信時に各回路の利得の組み合わせで、幾つかの受信モードを用意し、受信電界強度の値に基づいて、この受信モードの中から最適な受信モードを選択し、各段の利得の設定を行うという手段を供えているため、従来に比べ、高速な受信部利得設定が行えるという効果がある。

(第2の発明)以上説明したように、移動体通信においては、通信端末が移動する際に受信電界強度が時間と共に変動するため、受信電界強度を検出して適宜信号振幅の増幅度、減衰度を調整する必要がある。ここでベースバンド帯で行なう受信信号の電界強度の検出法としては、図18に示すような、互いに直交した2チャンネル(Ich、Qch)のベースバンド信号の2乗和を検出するのが一般的であった。

【0081】しかし、Ich、Qchのベースバンド信号はそれぞれ多ビットのデジタル信号であるため、多ビットのデジタル信号の乗算器3401、3402により乗算して、さらにデジタルの加算器3403により加算処理する必要がある。これらのデジタル乗算器、加算器は回路規模が大きく、消費電力が大きいといった欠点があった。

【0082】そこで、ここではデジタル乗算器等のデジタル回路を大幅に削減して構成可能な、受信信号のレベル検出回路の発明について説明する。

【0083】図19は本発明の無線通信装置の基本的な構成例を示す。アンテナより受信した無線周波数(RF)信号は3001の無線部によりベースバンド帯に周波数変換される。ここで無線部3001は直接変換受信方式、スーパーヘテロダイン受信方式等の特定の受信方式によらず、適用可能である。

【0084】周波数変換されたベースバンド信号はADコンバータ3002、3003によりデジタル信号に変換される。このデジタルのベースバンド信号は検波器3004に入力され、検波器内3004で生成される参照波との相対位相信号が再生される。この相対位相信号は判定回路3005に入力され、デジタルの音声・データ等の信号に変換される。

【0085】同時に、この再生された相対位相信号は3006の位相検出回路に入力し、検出された相対位相情報から複素平面内の座標軸を基準とした位相量 $[\Phi]$ を出力する。3007のレベル検出回路は3006出力である位相量 $[\Phi]$ と3004の検波器出力信号を入力とし、3004の検波器出力を3006で求めた位相量 $[\Phi]$ だけ複素平面内で回転させることにより座標軸上に変換する。

【0086】このようにレベル検出部を構成すると、この座標軸上に変換された検波器出力の同相成分がベースバンド信号レベルに相当するため、検波器出力の同相成分の大きさを検出することにより、従来よりも簡易な構成で、受信信号の電界強度を検出することができる。

10

20

30

40

50

【0087】次に本発明の無線通信装置の別の構成例について、図20を参照して説明する。図19における位相検出手段3006の機能を検波器3004を用いて構成することも可能であり、この場合の構成例を以下説明する。ここで図20において、図19と同一の構成要素については同一の符号を用いると共に、それらの構成要素の説明を省略する。またここでは入力信号として $\pi/4$ シフトQPSK信号、検波方式にはベースバンド遅延検波を用いる場合について説明するが、本発明は入力信号、検波方式に限定されるものではない。

【0088】図20において、検波器3004の出力信号を予め定められたシンボルレートのクロック周波数を用い、サンプリング回路3011、3012でサンプリングする。このサンプリング回路は信号自体がもつレベル成分を遅延検波した出力信号から除去するためのものである。例えば、図26に示すように、検波器3004の出力信号のリサージュ信号は、符号の遷移に応じて破線のような軌跡をとる。これを最適なタイミングでサンプリングすると黒点で示す代表点を求めることができる。このサンプリング信号の原点からの距離は、ベースバンド信号の受信レベルに相当する。そこで本発明は、この受信電界強度を検波出力信号の回転変換により、検波出力信号の原点からの距離を求めることにより受信電界強度を検出するものである。

【0089】このサンプリング回路の出力信号は3013の位相検出回路に入力する。この位相検出回路では、サンプリング回路3011、3012の出力信号から、図21に示した座標軸Ichを基準とした位相 Φ を出力する。たとえば、図21において入力が3200の点であるとき $\Phi = -\pi/4$ を出力し、同様に入力が3201の点であるとき、 $\Phi = \pi/4$ を出力し、入力が3202の点であるとき、 $\Phi = -3\pi/4$ を出力し、入力が3203の点であるとき、 $\Phi = 3\pi/4$ を出力する。そこで図20の回転変換部3014の回転変換はサンプリング信号3011、3012のサンプリング回路出力と、位相検出回路3013の位相検出回路出力である Φ を入力し、シンボルレートでサンプリングした検波器出力を検出した位相だけ回転変換させた後、その同相成分を出力する。

【0090】次に、検波器出力の位相回転によりベースバンドでの入力信号レベルを検出できることを上記した例に照らして説明する。ベースバンド遅延検波器のブロック図を図22に示す。ベースバンド遅延検波は、A/D変換器3101、3102からの出力信号と、遅延器3103、3104により1シンボル時間遅延された信号である参照波とを用いて、乗算部3105にて、該信号との複素乗算を行うことにより検波する方式であり、加算器3106により出力信号の同相成分Idef(n)を求めて、減算器3107により出力信号の直交成分Qdef(n)を求める方式である。ここでIdef(n)、Q

def(n)は、それぞれ下式のように表せる。

【0091】

$$Idef(n) = I(n) * I(n-Ts) + Q(n) * Q(n-Ts)$$

$$Qdef(n) = Q(n) * I(n-Ts) - I(n) * Q(n-Ts)$$

ここでIdef、Qdef；遅延検波出力値

I(k)、Q(k)；サンプリング時刻 $t_s=k$ でのデジタルベースバンド信号

Ts；1シンボル時間

一方、この遅延検波出力信号の原点からの距離をr(n)

10 とすると、

$$r(n)^2 = (Idef(n))^2 + (Qdef(n))^2$$

$$= (I(n) * I(n-Ts))^2 + (Q(n) * Q(n-Ts))^2$$

$$+ (Q(n) * I(n-Ts))^2 - (I(n) * Q(n-Ts))^2 \dots (1)$$

となる。本発明では、無線受信装置が移動することによって発生するフェージングによる受信信号レベルを検出することを目的とする。通常無線受信装置の移動速度によってきまるフェージングピッチは伝送速度できまる1シンボル間隔に対して十分長いと仮定できる。 $\pi/4$ シフトQPSK信号には信号自身に含まれるレベル変動が含まれるが、図21に示すように、シンボルレートであるタイミングをサンプリングした出力はこのレベル変動成分を含まない。したがって、このサンプリング点付近では1シンボル区間でのフェージングによるレベル変動はほとんどないと考えてよい。したがって式(1)で、近似的に、

$$I(n-Ts)^2 = I(n)^2, Q(n-Ts)^2 = Q(n)^2$$

とおきかえることができ、1.式の第3項、第4項を消去して

$$r(n) = I(n-Ts)I(n) + Q(n-Ts)Q(n)$$

$$= I(n)^2 + Q(n)^2 \dots (2)$$

となる。式(2)の右辺はベースバンド信号 $I(n)+jQ(n)$ の信号電力である。以上のべたように、ベースバンド遅延検波では出力信号の原点からの距離r(n)がベースバンド信号の電力に相当する。したがって検波出力信号の原点からの距離を求めることにより、受信波の電界強度を求めることが可能となる。

【0092】また本発明は受信機内でAGC回路の一部として用いることができる。これはとくにベースバンドで受信信号のレベル変動を検出しなければならないダイレクトコンバージョン受信機において有効である。

【0093】ここで、本発明をAGC回路に応用する場合の原理を以下に説明する。一般に受信信号は信号自身もつレベル変動成分とフェージングによるレベル変動成分の和で現すことができる。AGC回路はこのフェージングによるレベル変動成分を補償する。フェージングによるレベル変動速度は信号自身もつレベル変動速度に対して十分遅い。したがって、AGCでは従来LPFによりあらかじめ受信信号のレベル変動成分を除去しておくか、またはベースバンドで加算平均することにより受信信号レベルの変動成分を吸収する必要があった。

【0094】しかしPSKやDPSK等通常の位相変調方式では、検波器出力信号の集束点（シンボルレートでサンプリングした点）には信号自身もつ変動成分はないことから、この集束点をレベル検出回路の入力にすれば、従来必要であったLPFや加算平均回路が不要であり比較的小形な回路で実現ができる。

【0095】そこで、図23にベースバンドAGC方式に本発明を採用した場合の一構成例を示す。ベースバンドアンプ3301、3302の出力信号はA/Dコンバータ3303、3304によりデジタル信号に変換される。デジタルベースバンド信号に基づき、検波器3305では位相信号を再生して、判定回路3308によりデータ信号に変換される。一方、検波器の出力信号はサンプリング回路3306、3307によりサンプリングさ

$$r(Ts) = I_{def}(Ts) \cdot \cos \Phi + Q_{def}(Ts) \cdot \sin \Phi \quad \cdots (3)$$

で表せる。ここに、 Φ は図26に示したマッピング方式から $\pm \pi/4$ 、 $\pm 3\pi/4$ のいずれかであるから、これに対応する $\cos \Phi$ 、 $\sin \Phi$ は $\pm 1/(2^{1/2})$ のうちのいずれかの値となる。判定回路出力が図21の(i、q)で示される値であるとすれば、式(3)の $\cos \Phi$ 、 $\sin \Phi$ は判定回路出力と $1/(2^{1/2})$ 倍で表すことができる。

【0097】すなわち本発明の回路構成例として、判定回路出力と遅延検波出力を入力として図23のレベル検出回路3309のような回路構成で実現できる。このレベル検出回路3309の機能は回転変換であるにも関わらず、インバータ回路3309-aと排他的論理和（EXOR）回路3309-bと加算回路（アダー）3309-cで構成でき、図18に示した従来回路に比べてかなりの小形化が可能である。

【0098】また上記判定回路3308の動作が遅延検波出力の符号ビットを検出して行われる場合、本発明のレベル検出回路は本構成例における判定回路出力を入力とせず、遅延検波回路出力だけで行うことも可能である。この場合のレベル検出回路の構成例を図24に示す。I、Qchの信号はA/D変換器3501、3502によりデジタル信号に変換され、遅延検波回路3503により遅延検波された後、判定回路3504により信号判定される。また遅延検波回路3503からの出力はサンプリング回路3505、3506でシンボルレートでサンプリングされた後、デジタル値のMSBを検出し（3507、3508）絶対値検出回路3509、3510にてI、Qchそれぞれのデジタル値の絶対値を求める。その2つの絶対値を加算回路3511を加算した後、係数回路3512によりこの場合には $1/\sqrt{2}$ の定数乗算する。この操作により受信レベル検出を行なうことができる。また上記したように検波器の出力を入力としてベースバンドのレベル検出を比較的簡単な回路構成で行う効果は、 $\pi/4$ シフトQPSK-ベースバンド遅延検波の組み合わせに限られるものではなく、広く

れ、前述の通り、レベル検出回路3309により受信レベルが検出される。

【0096】ここで例えば、遅延検波したアイパタンの雑音余裕の最も高い点をサンプリングした信号 $I_{def}(Ts) + j Q_{def}(Ts)$ は、複素平面上で図21に示すように、4種類の信号点に集束する。このとき各4点の原点からの距離を $r(Ts)$ とすると、式(2)により、 $r(Ts)$ は受信信号の電力に相当する。理想的に遅延検波された場合、4種類の信号点に対する $r(Ts)$ は互いに等しい。したがって、シンボルレートでサンプリングした遅延検波の出力を各シンボル毎にどちらか一方の座標軸上に回転させたのちその同相成分をとることにより受信信号電力を算出できる。例えば図21において座標軸Ich上に回転操作するとき、受信信号電力は、

位相変調方式を用いた無線受信装置に適用でき、例えばQPSK変調方式-同期検波方式を用いた場合にも同様の効果を期待することができる。

【0099】また本発明をAGC回路の一部として用いる場合には、受信電力の絶対値を求めることは必ずしも必要でなく、検出した受信レベルが基準値からどれだけの差があるかが分かれば十分である。例えば図23に示す実施例では、この基準値との相対レベルを差分回路3310により検出し、積分回路3311の入力とすれば良い。積分回路3311の出力を変換器3312によりベースバンド信号の振幅制御値に変換してベースバンドアンプ3301、3302の利得を制御することにより、負帰還のAGC回路が構成できる。3312の変換器はたとえばベースバンドアンプがデジタル制御系であれば積分回路出力をデジタルの制御信号に変換するROMテーブル、また電圧制御系であればDA変換器とLPFから構成できる。

【0100】以上説明したように、レベル検出回路を用いた無線受信装置においては、回転写像を用いて受信レベル検出を行うことを特徴とする。特にベースバンド遅延検波を行う無線受信装置においては検波出力信号が受信電界強度に相当すること、並びに判定回路出力が回転量の \sin 、 \cos 成分に相当することから、従来に比べ少ない回路規模で実現可能である。またレベル検出回路を用いたAGC装置を構成した場合には、急激な入力振幅の変動が生じた場合にも、無線部のダイナミックレンジを損なうことなく、高速に可変利得制御を行なうことが可能となる。

（第3の発明）以下図面を用いて本発明AGC方式を用いた無線受信装置の実施例について詳細に説明する。

【0101】図25は本発明の1実施例を示すブロック図である。アンテナ部4001により受信された受信信号は高周波部4004を通過した後、直交復調部4009により同相成分（以下Ich）、直交成分（以下Qch）の2つのベースバンド信号へと周波数変換される。

直交復調部 4 0 0 9 はローカル発振器 4 0 0 5 とローカル発振器の出力と受信信号との乗算を行うミキサにより構成されている。ベースバンドに変換された受信信号はローパスフィルタ 4 0 1 0 ・ 4 0 1 1 によりフィルタリングされたのち、可変利得アンプ 4 0 1 4 によりアンプされ、アナログ／デジタル変換器（以下 A/D 変換器）によりデジタル信号に変換される。デジタルに変換された I c h ・ Q c h 信号は検波器 4 0 1 7 によって所定の方式によりベースバンド検波を施され、復調データ 4 0 1 8 を出力する。

【0102】デジタル値に変換された I c h ・ Q c h 信号 4 0 1 9 は利得制御回路 4 0 1 5 にも入力される。利得制御回路 4 0 1 5 では図 2 6 に示されるフローチャートに従い、可変利得回路の利得の制御を行う。以下、本発明の動作原理について説明する。

【0103】本発明の無線受信装置に入力される受信信号は図 4 に示すようなバースト状の信号である。TDM A (Time Division Multiple Access) 通信の場合、通常の受信時はこのバースト状の信号が定められた周期で受信される。この周期がフェージングの周期に比べて十分に早い場合には、前のバーストの情報を用いて可変利得アンプを制御することが可能である。つまり前のバーストの入力振幅値を用いて今のバーストでの可変利得アンプの利得値を決定することにより、受信装置のベースバンド部のダイナミックレンジ内にレベルを合わせ込み、バースト状態のはじめから良好な通信を行うことが可能である。

【0104】しかしながら、フェージングの周期に比べてバースト周期が長い場合、または通信を始める場合の初期接続の場合などは、前のバーストの電界強度と今のバーストの電界強度は独立となるため、前のバーストの情報を用いて可変利得アンプを制御しておくことができず、最初のバーストからの通信は行えない。このような状態は近年特に起こり得る状況にある。小型の無線受信装置を考えた場合、電池のような低電圧源での駆動が前提となり、必要の無い区間は極力受信機を OFF としてバッテリーセービングをする事は通話時間・待ち受け時間の延長に直接的につながるため、重要な項目となっている。

【0105】例えば図 1 に示す無線受信装置の構成において、受信装置が前記バースト信号の少し前に ON となる場合を考える。受信信号はバースト状であるので、この前の時間を他のユーザが使用していない時は無信号区間である。図 7 で R X 2 を使用してとする場合、R X 1 を使用しているユーザがいない場合、その区間は無信号区間となっている。無信号である場合、可変利得アンプの利得は最大となる。

【0106】この状態でバーストが到来すると、利得最大で受信信号を増幅するため、A/D 変換器の入力は規定以上となりオーバーフローする。可変利得アンプの制

御幅は通常 8 0 d B 程度であるので、電界強度の大きい受信信号が入力された場合には A/D 変換器のダイナミックレンジに比べて 8 0 d B 大きな値が入力されることになる。実際には高周波増幅器ブロック 1 0 4、周波数変換器 1 0 9、ベースバンドアンプ 1 1 4 の各ブロックで飽和しているので、A/D 変換器の入力では数 d B 大きいだけであるが、これを適正なレベルにしようとする、可変利得アンプを 8 0 d B 減衰させなければならない。

10 【0107】この時受信電界強度検出部 1 1 5 では入力レベルが大きいことを検知して、可変利得アンプを減衰させようとする。このとき基準電圧 1 1 6 により与えられるリファレンス値は、A/D 変換器での入力の制御目標値を与えるものであるが、A/D 変換器による量子化誤差を小さく抑えるためには、A/D 変換器が飽和しない最大の入力が見られる値に目標値を置くことが望ましい。通常マージンをみて、最大入力に対して 7 0 ~ 8 0 % を目標値とする。ここで、A/D 変換器が飽和しているので、A/D 変換器は最大値を表すデジタル値が出力されている。受信電界強度検出部 1 1 5 では最大値と 8 0 % の比較を行いこの差に応じた制御を可変利得アンプに行う。

20 【0108】しかし、A/D 変換器の入力でみたレベルは所定の目標値より 8 0 d B 大きい、A/D 変換器後のレベルは目標値に比べて高々 1.25 倍であり、A/D 変換器が飽和することにより、目標値との差が抑圧されてしまう。このため、8 0 d B のレベル差を補正するためには非常に長い時間がかかり、1 バースト内では A G C は収束せず、数バーストを要してしまうといった問題を生ずる恐れがある。

30 【0109】また図 1 の構成では、通常のバーストが連続されて来るような通信状態では良好に動作するが、間欠受信を行った場合に、無信号状態から受信機が ON となり、次にバーストが到来するため、A G C の収束に非常に長い時間を要し、1 バースト内でのデータの復調は不可能であった。そのため、本来必要の無いバースト区間であらかじめ受信機を数バースト分 ON として A G C 引き込みを行うなどの方策が取られていた。しかし、間欠受信時は受信区間の幅がそのまま電力消費となるため、待ち受け時間は必要な区間のみを受信する場合の数の 1 となってしまう。

40 【0110】本実施例では、この問題を解決するために、無信号区間からのバーストの到来に対しても、到来した 1 バースト内で A G C 動作を完了し、A/D のダイナミックレンジ内にレベルを引き込み、復調を行い、正しいデータを出力することを実現し、必要なバーストのみの受信を実現することで通話時間・待ち受け時間の延長を図ることが可能な無線受信装置について、図 2 6 を用いて説明する。

50 【0111】ここで、図 2 5 において、A/D 変換器 4

024、4025は、例えば8ビットの分解能があるものとし、可変利得アンプは6dB刻みで離散的に制御される。間欠受信の受信区間の数シンボル前に受信機はONとなる。この時、可変利得アンプは利得制御回路4015により最大利得に設定される。

【0112】利得制御回路では次のような手続により、可変利得アンプの制御を行う。まず時間を計測するカウンタをリセット($t=0$)とする(ステップ4101)。A/D変換器がオーバーフローをしているかを観測する(ステップ4102)。また、オーバーフローしない場合には、 $t=0$ からのA/D変換器の出力の最大値(A/Dmax)を観測する(ステップ4106)。オーバーフローの検出はA/D変換器の出力する最大のデジタルデータが出現することをもってなされるか、もしくはA/D変換器にオーバーフロー検出機能をもたせて、そのフラグが立った時を持ってオーバーフローとしても良い。

【0113】オーバーフローを検出したならば、可変利得アンプを4段階(24dB)減衰させる(ステップ4103)。可変利得アンプはアナログ回路であるため、信号が減衰を通知されて減衰を完了し、利得制御回路に到達するまでの遅延が生ずる。この遅延区間では減衰された信号の振幅強度が正しく測定できないため、あらかじめ遅延時間から計算される値によって決定された時間(t_1)区間でオーバーフロー検出回路を止めておく。もしくは、オーバーフロー検出を利得制御回路で無視する。再び時間カウンタをリセット($t=0$)としてオーバーフロー検出を開始する。

【0114】この操作を繰り返し、あらかじめ定められた時間($t=t_0$)の間オーバーフローが検出されなかった場合には t_0 時間のなかでのA/D変換器の出力最大値(A/Dmax)から、可変利得アンプの利得を決定する。ここでは、理想的にはA/D変換器の最大出力と比較して0〜24dBの範囲に入っているはずである。A/D変換器は8ビットであるので、 t_0 区間での最大値(A/Dmax)を数居値10h(16進コード)・20h・40hと比較する。それぞれよりも最大値(A/Dmax)が小さいときには利得を18dB・12dB・6dBだけあげる(ステップ4110、4111、4112)。そしてはじめに戻り、オーバーフロー検出を行う。この動作をバーストが終了するまで行う(ステップ4113)。

【0115】ここで、オーバーフローを検出した場合に制御する利得幅はA/D変換器のダイナミックレンジから、A/D変換器の最大出力から減衰した場合に、A/D変換器のダイナミックレンジ内に十分マージンをもって入っている範囲であり、かつ可能な限り限り大きな値に取る。8ビットの場合には下4ビット程度のところまでを考えて24dBとしている。

【0116】上記の方法によれば、オーバーフローを検

出して、利得を大きく下げするため、A/Dのダイナミックレンジ内に入る時間は極端に短縮される。いったんダイナミックレンジ内に入れば、どの程度の利得制御を行えば最適レベルに到達するかが計算できるため、収束にそれほど時間を要しない。また、従来はデジタル信号処理によりもとめたRSSIから、利得制御幅を求めていたため、その計算時間、平均時間、比較時間等から遅れが生じていたが、本実施例ではA/Dのオーバーフローの検出により24dBの利得制御を即座に行うため、高速の引き込みが実現できる。

【0117】以上により、80dBの振幅の大きな入力があるA/Dにあらうとも、たかだか可変利得アンプからの遅延量dの4倍程度の時間で最適な入力レベルとする事が可能となる。遅延量dは通常1〜数 μ sec程度であるため、数10〜数100kHzの伝送速度の通信においては、ほとんど数シンボル〜十数シンボルでAGCの初期引き込み動作を完了することが可能であり、これにより間欠受信時の様に無信号状態からの受信バーストの到来においても、1バーストの先頭部分でAGC初期動作を完了させ、それ以降の信号を正常に復調し、データを出力することが可能となる。この様な間欠受信時には通常先頭からの十数シンボルは同期用のプリアンプル信号が配置されているため、データの受け渡しには何等影響を与えない。

【0118】本実施例では、オーバーフローから減衰する場合には、その減衰量を大きくし、一定時間オーバーフローしないことで、A/Dのダイナミックレンジ内に入ったと認識した後は、小さい幅で利得を上げることで、高速であり、精度の良いAGCを実現している。

【0119】上記の例では、可変利得アンプの制御幅を離散的にしていたが、利得をあげる場合の幅は連続的にしても、同様に高速な動作が可能である。

【0120】図27に無線受信装置の他の実施例を示す。ここでは前述のA/D変換器のオーバーフローによる制御を4201により行う。A/D変換器のオーバーフローによるAGC動作で適正範囲にレベルが調整されると、正常なデータが出力される。それによりTDMA同期等の諸同期が確立される。A/D変換器のオーバーフローによるAGCは、いったんオーバーフローが検出されると24dBも減衰させてしまうため、通常の連続バーストでは図1に示した方法に比べ不安定である。またA/D変換器の出力をそのまま行うのではなく、フィルタ4203を通した信号に対してRSSI検出を行ったほうが安定度は増す。TDMA同期が確立したことをもって、正常なレベルにあると判断し、制御の幅は遅く遅延も存在するが安定である第2の利得制御回路4202への切り換えを行う。このことで、受信信号復調時も安定したAGC回路を実現することが可能となり、間欠受信時の受信誤り率を格段に向上させることが可能である。図27(b)は第2の利得制御回路4202の詳細

の構成を示しており、受信信号の包絡線を求め、包絡線振幅値と基準値 (Ref) の差を求め、時間平均を求めて制御幅を決定する。

【0121】図28に無線受信装置の他の実施例を示す。ここではデジタル信号処理により周波数自動制御 (AFC) を行う受信機への適用を述べる。本実施例では復調器4302の出力からAFCをかける構成としている。デジタル信号処理によるAFCは、A/D変換器から入力されるデジタル信号から周波数制御幅を求めるのであるが、AGCが収束していない区間でAFC動作を行うと誤動作をする確率が非常に高くなる。無信号の時にはAFC動作は停止していることが望ましい。本実施例では、初期状態ではAFCは停止して、以前通信した時点の制御周波数か、またはデフォルトとして定められている制御周波数とする。図28と同様に、A/D変換器のオーバーフローによるAGC動作を行い、TDM同期確立をもって、A/D変換器への入力が適正なレベルであると判断し、AFC動作を開始する。このような動作によれば、AFCの誤動作を防止することが可能であり、安定した高品質の通信を行うことが可能となる。

【0122】

【発明の効果】本発明によれば急激な入力振幅の変動があった場合にも、ダイナミックレンジを損なうことなく、高速に可変利得制御を行なうことが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明による無線受信装置を説明するための図。

【図2】 デジタル信号で利得制御を行なう無線受信装置の構成を示す図。

【図3】 周波数変換器の実現方法の一例を示す図。

【図4】 高速フェージングを説明するための図。

【図5】 低速フェージングを説明するための図。

【図6】 受信レベルダイアを説明するための図。

【図7】 受信フレーム、スロット構成を説明するための図。

【図8】 受信電界強度の算出法を説明するための図。

【図9】 受信モードの初期設定法を説明するための図。

【図10】 空きチャネルサーチを説明するための図。

【図11】 受信モードの設定方法を説明するための図。

【図12】 スロット構成を説明するための図。

【図13】 他の受信モードの設定方法を説明するための図。

【図14】 受信部利得を調整した時の受信レベルダイアを説明するための図。

【図15】 受信部の利得調整法を説明するための図。

【図16】 他の受信モードの設定法を説明するための図。

【図17】 本発明のAGC増幅器の構成を示す図。

【図18】 従来用いられていたベースバンドでのレベル検出回路の構成を示す図。

【図19】 新たなレベル検出回路を付加した無線受信装置の構成を示す図。

【図20】 新たなレベル検出回路を付加した無線受信装置の第2の構成を示す図。

【図21】 新たなレベル検出回路の動作を説明するための図。

10 【図22】 新たなベースバンド遅延検波回路の構成を示す。

【図23】 新たなAGC回路を用いた無線受信装置の構成例を示す図。

【図24】 新たなレベル検出回路を付加した無線受信装置の第3の構成を示す図。

【図25】 別の利得制御方式による無線受信装置の構成を示す図。

【図26】 別の利得制御方法の制御手続を示す図。

20 【図27】 別の利得制御方式による無線受信装置の構成を示す図。

【図28】 別の利得制御方式による無線受信装置の構成を示す図。

【図29】 従来の直接変換受信機の動作原理を説明するための図。

【図30】 高周波増幅器による利得制御方式を説明するための図。

【図31】 高周波増幅器、ベースバンドアンプによる利得制御方式を説明するための図。

30 【図32】 デジタル信号処理による利得制御方式を説明するための図。

【図33】 リミタによる利得制御方式を説明するための図。

【符号の説明】

101…受信アンテナ、 102…初段の高周波増幅器
103…後段の高周波増幅器、 104…高周波増幅器ブロック

105…ローカル発振器、 106… $\pi/2$ 移相器

107、108…周波数変換器、 109…周波数変換器対、

40 110、111…ベースバンドフィルタ

112、113…ベースバンドアンプ

114…ベースバンドアンプ対、 115…受信電界強度検出・比較回路

116…基準電圧、 117…検波器

118…復調信号、 119…I/Q信号

120…ベースバンドアンプへの利得制御信号

121…周波数変換器への利得制御信号

122…高周波増幅器への利得制御信号、 123…利得制御信号

50 124、125…A/Dコンバータ、 201…受信アン

テナ

202…RFフィルタ、203…高周波増幅器
 204…周波数変換器、205… $\pi/2$ 移相器
 206、207…ローカル発振器、208、209…A
 Cカップル
 210、211…ローパスフィルタ、212、213…
 ベースバンドアンプ
 214…検波器、301…受信アンテナ
 302…高周波増幅器、303…RFフィルタ
 304、312…周波数変換器、305、313…ロー 10
 カル発振器
 306…中間周波数（チャネル選択）フィルタ、307
 …AGCアンプ
 308…電圧検出・比較回路、309…基準電圧
 310…復調回路、311…AGC制御信号
 401…受信アンテナ、402…高周波増幅器
 403、404…周波数変換器、405…ローカル発振
 器
 406… $\pi/2$ 移相器、407、408…A/D変換器
 409、410…チャネル選択フィルタ
 411…デジタル利得制御・検波部、412…ディジ
 タル信号処理部
 501…受信アンテナ、502…高周波増幅器
 503、504…直交復調用周波数変換器、505、5
 11…ローカル発振器
 506、512… $\pi/2$ 移相器、
 507、508…ベースバンドチャネル選択フィルタ
 509、510…直交変調用周波数変換器、513…加
 算器
 514…リミタ、515…復調器
 601…受信アンテナ、602…高周波増幅器
 603、604…直交復調用周波数変換器、605…ロ
 ーカル発振器
 606… $\pi/2$ 移相器、607、608…ベースバンドチ
 ャネル選択フィルタ
 609、610…ベースバンドアンプ、611、612
 …A/D変換器
 613…デジタル利得制御・検波部、614…利得制
 御信号
 701…受信アンテナ、702…高周波増幅器
 703、704…直交復調用周波数変換器、705…ロ
 ーカル発振器
 706… $\pi/2$ 移相器、707、708…ベースバンドチ
 ャネル選択フィルタ
 709、710…ベースバンドアンプ、711、712
 …A/D変換器
 713…デジタル利得制御・検波部
 714…ベースバンドアンプへの利得制御信号
 715…高周波増幅器への利得制御信号
 1401、1402…周波数変換器、1403…周波数 50

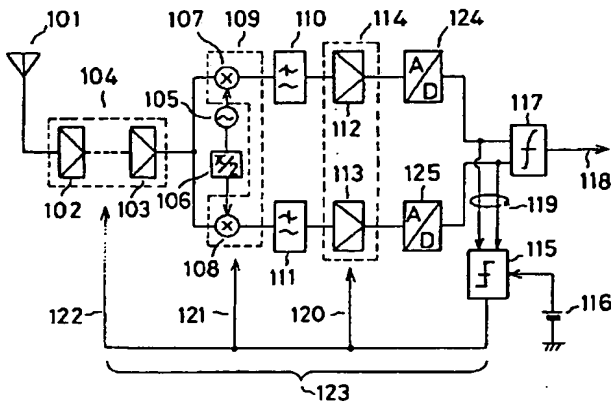
変換器対

1404…増幅器、1405…ローカル発振器
 1406…飽和部分、1407…線形部分
 1408…利得制御信号、1409…制御回路
 1501、1506…フレーム、1502、1507…
 スロット
 1503、1508…所望受信スロット
 1504、1509…後続の受信スロット
 1505、1510…その他全部のスロット
 1601…所望受信スロット、1602…先行する受信
 スロット
 1603…後続の受信スロット、1604、1605…
 ガードタイム
 1606…スタートシンボル、1607…プリアンプル
 1608…識別ワード、1609…情報信号
 1701…高速フェージング時の受信電界強度
 1702…1スロット長、1703、1704…所望受
 信スロット
 1705…1フレーム長
 20 1801…低速フェージング時の受信電界強度
 1802…1スロット長、1803、1804…所望受
 信スロット
 1805…1フレーム長
 2001、2101…受信アンテナ、2002、210
 2…高周波増幅器
 2003、2103…周波数変換器
 2004、2104…ベースバンドアンプ
 2005、2105…A/D変換器
 2006…受信入力レベル、2007…高周波増幅器の
 30 利得
 2008…周波数変換器の利得、2009…ベースバン
 ドアンプの利得
 2010…ベースバンドアンプの出力レベル（A/D変
 換器入力レベル）
 2106…利得調整前のベースバンドアンプ出力（A/
 D変換器入力）レベル
 2107…利得調整後のベースバンドアンプ出力（A/
 D変換器入力）レベル
 2108…利得調整前の受信レベルダイア
 40 2109…利得調整後の受信レベルダイア
 2110…A/D変換器の入力範囲、2111…A/D
 変換器の入力上限
 2112…A/D変換器の入力下限
 3001…無線受信部、3002、3003…ADコン
 バータ
 3004…検波器、3005…判定回路
 3006…位相検出回路、3007…レベル検出回路
 3011、3012…サンプリング回路、3013…位
 相検出回路
 3014…回転変換器

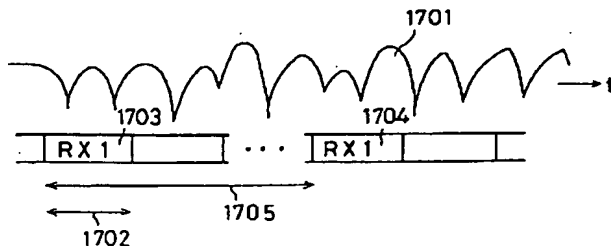
33

3101、3102…A/D変換器、3103、3104…遅延器
 3106…加算器、3107…減算器
 3200～3203…検波出力をシンボルレートでサンプリングした点
 3301、3302…ベースバンドアンプ
 3303、3304…ADコンバータ、3305…遅延検波回路
 3306、3307…サンプリング回路、3308…判定回路、
 3309…レベル検出回路、3310…差分回路
 3311…積分回路、3312…変換回路
 3501、3502…A/D変換器、3503…遅延検波回路
 3504…判定回路、シリアルパラレル変換部
 3505～3508…サンプリング回路
 3509、3510…絶対値変換回路、3511…加算器
 3512…定数乗算器

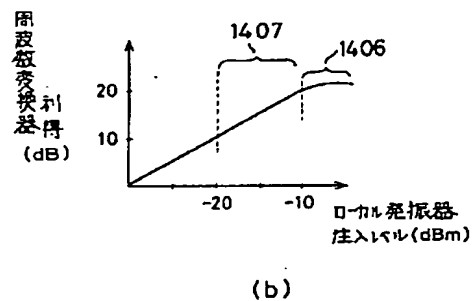
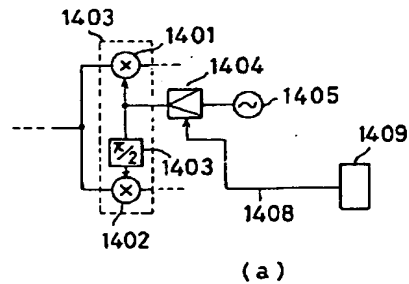
【図1】



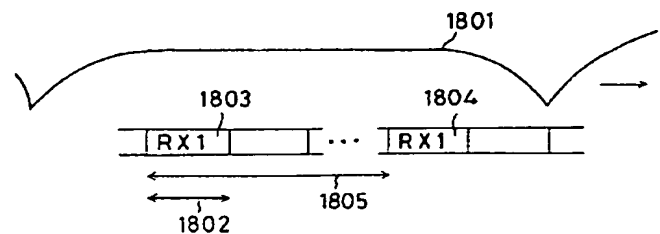
【図4】



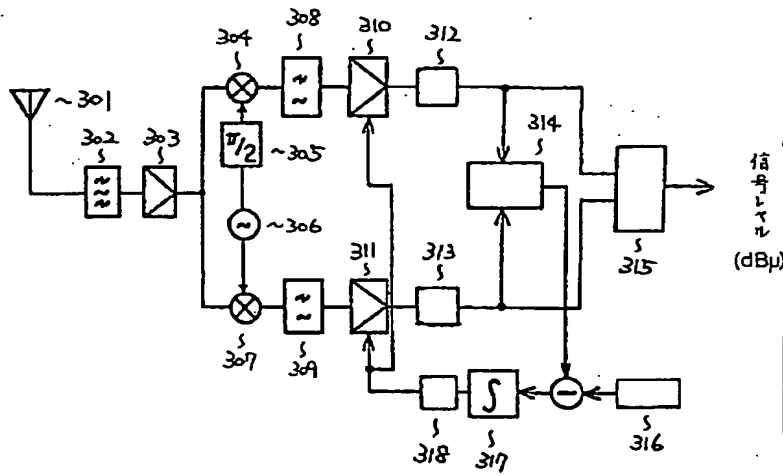
【図3】



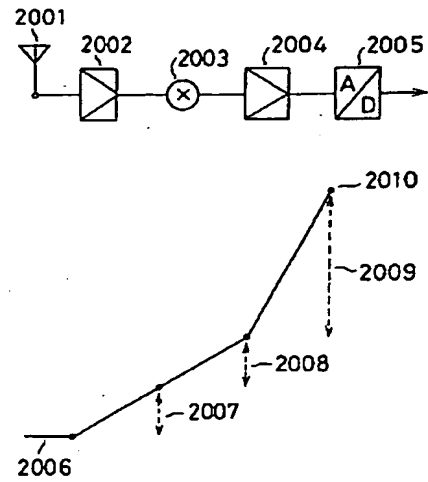
【図5】



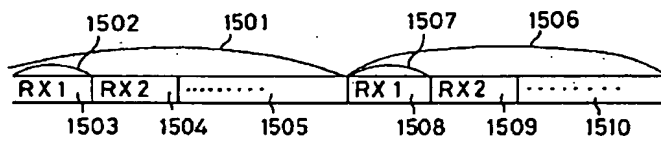
【図 2】



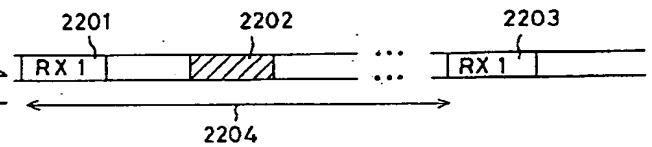
【図 6】



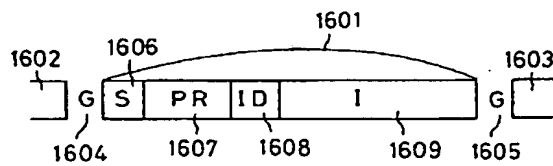
【図 7】



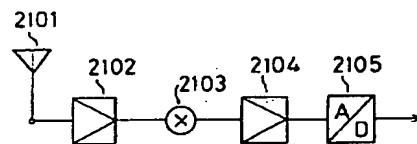
【図 10】



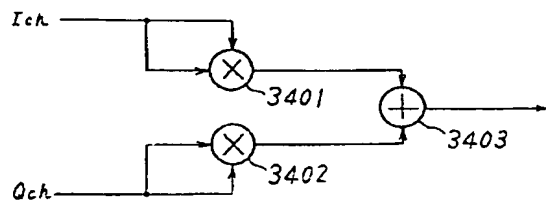
【図 12】



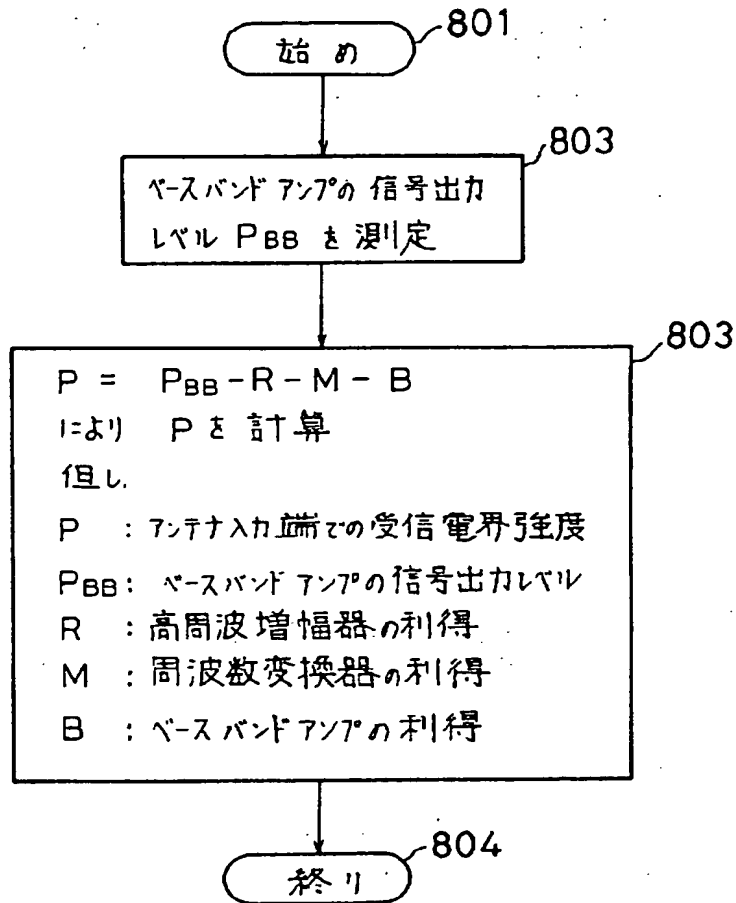
【図 14】



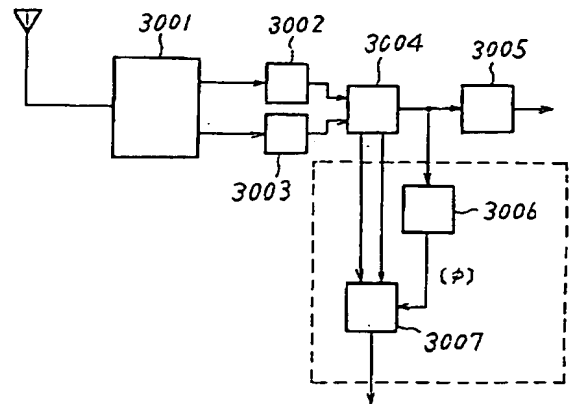
【図 18】



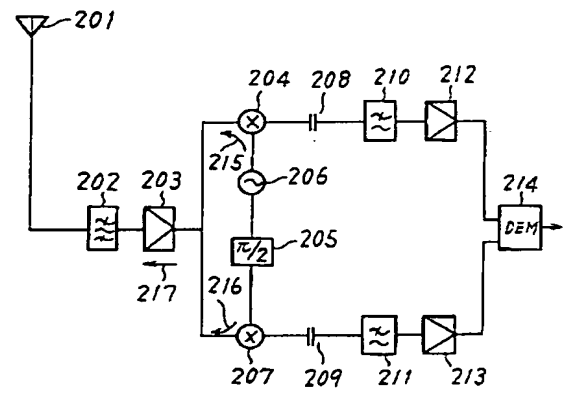
【図 8】



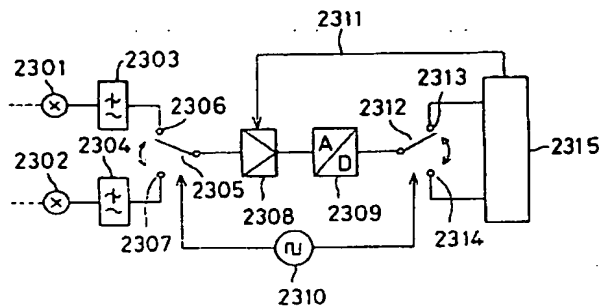
【図 19】



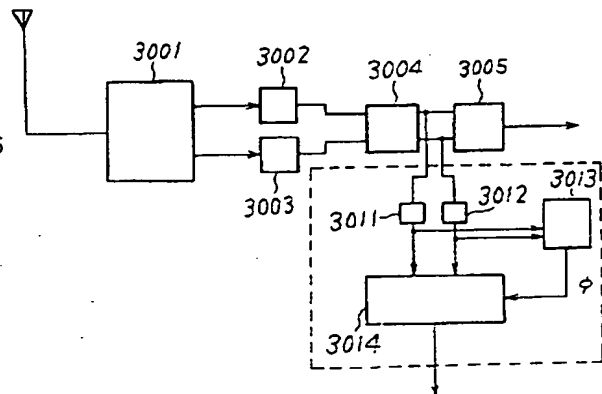
【図 29】



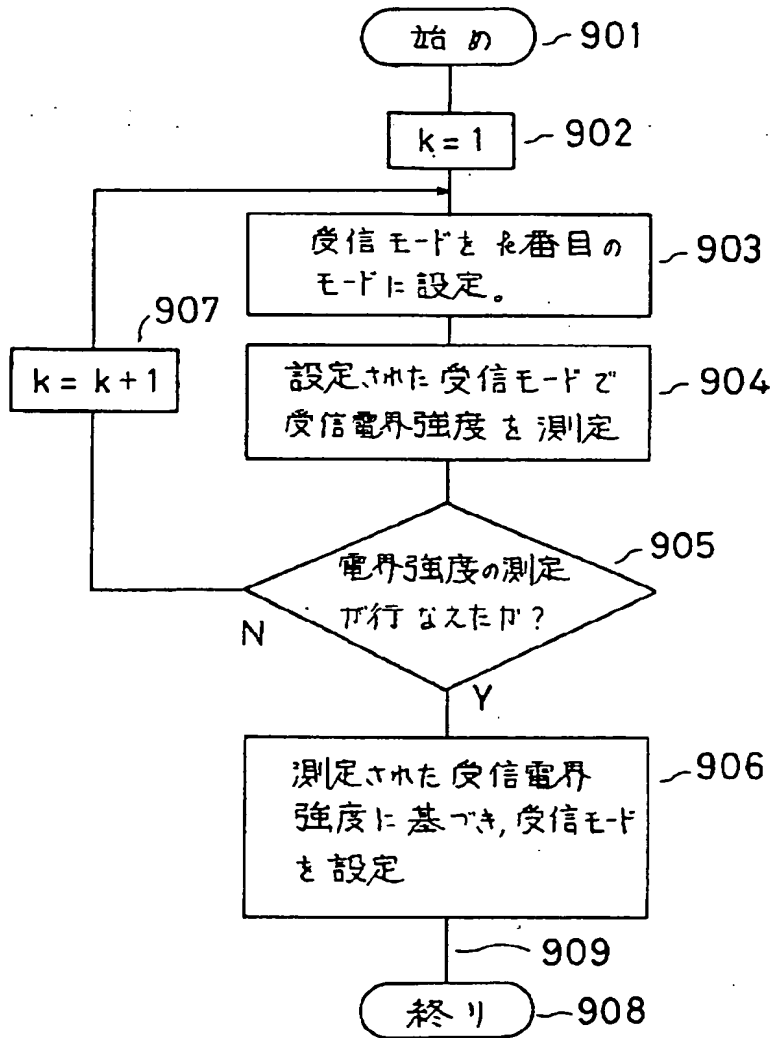
【図 17】



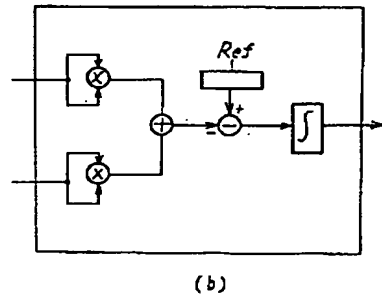
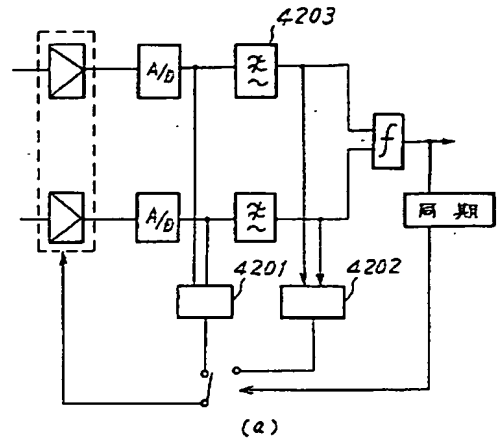
【図 20】



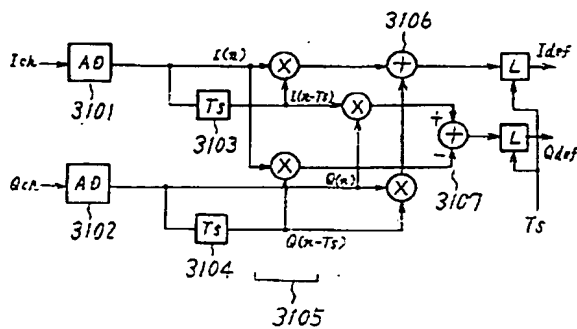
【図 9】



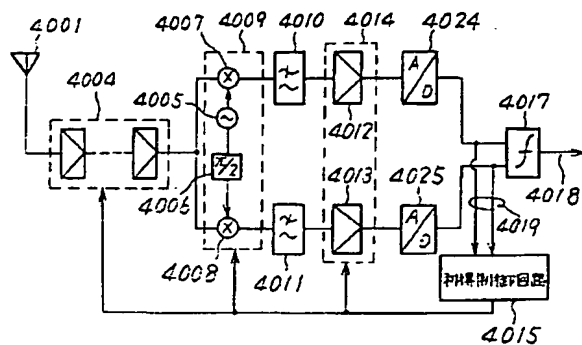
【図 2 7】



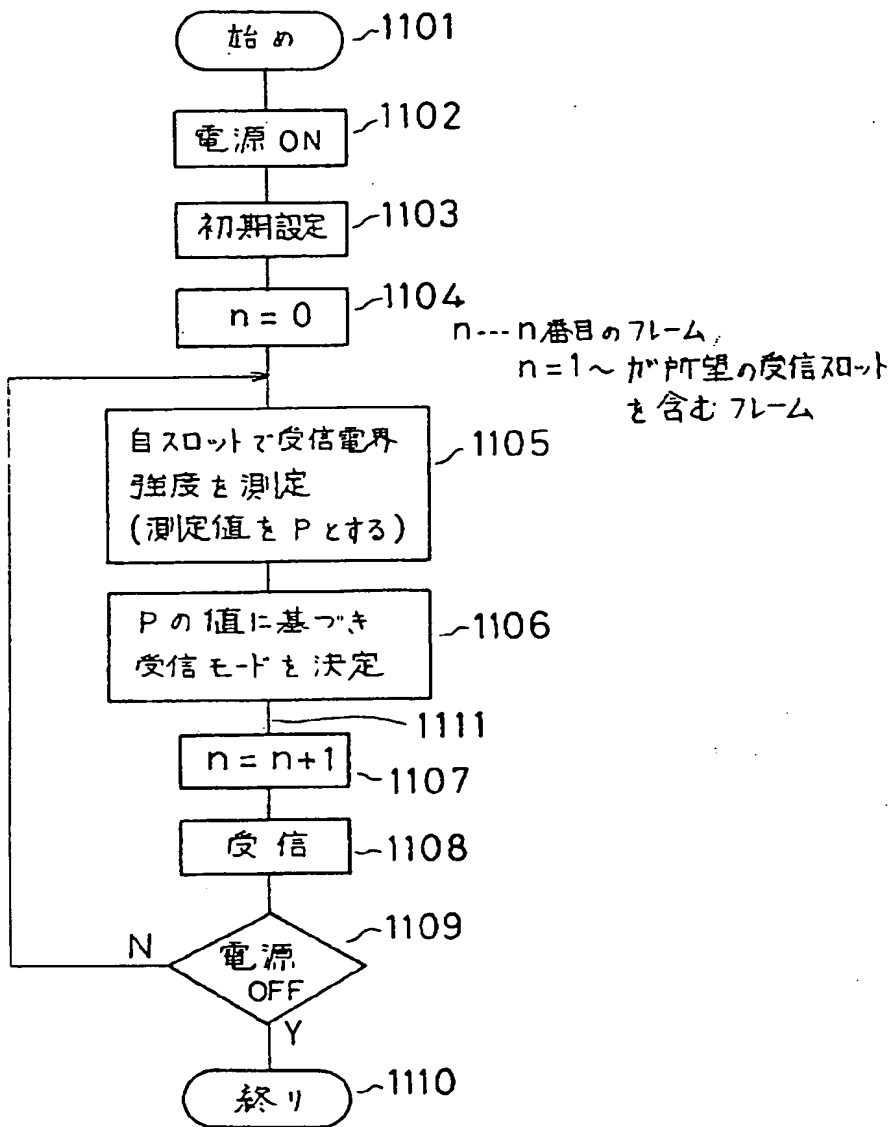
【図 2 2】



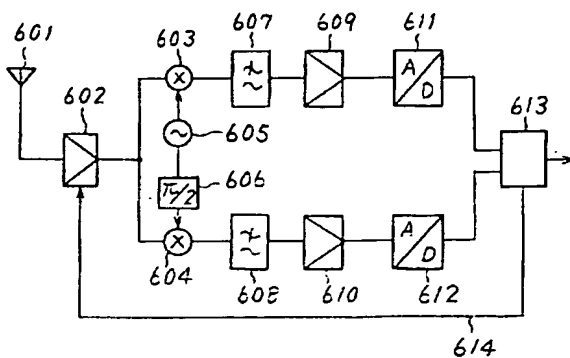
【図 2 5】



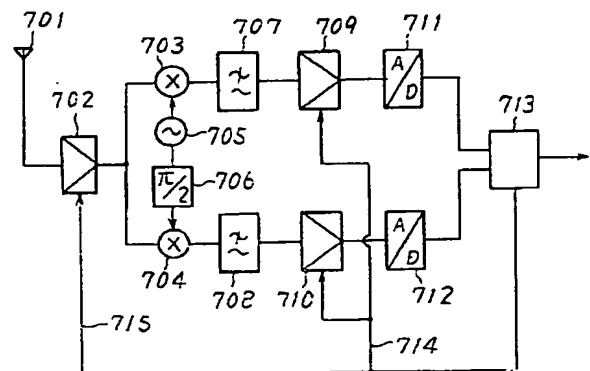
【図 11】



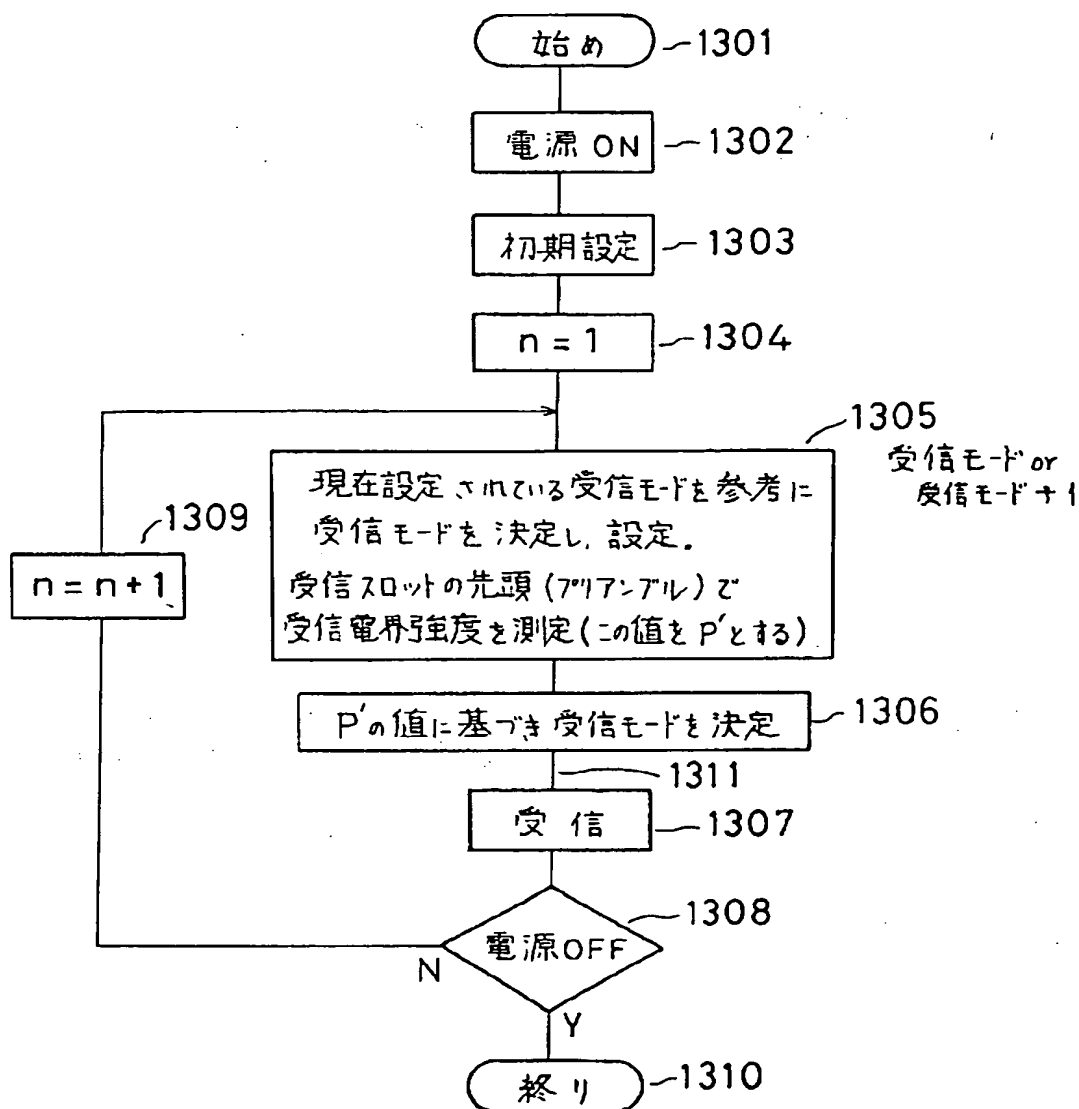
【図 30】



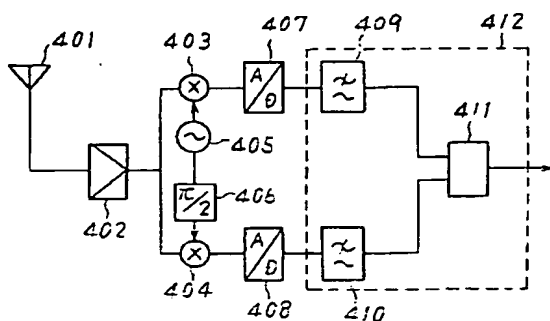
【図 31】



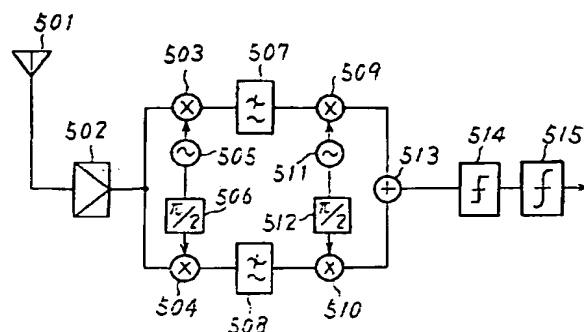
【図13】



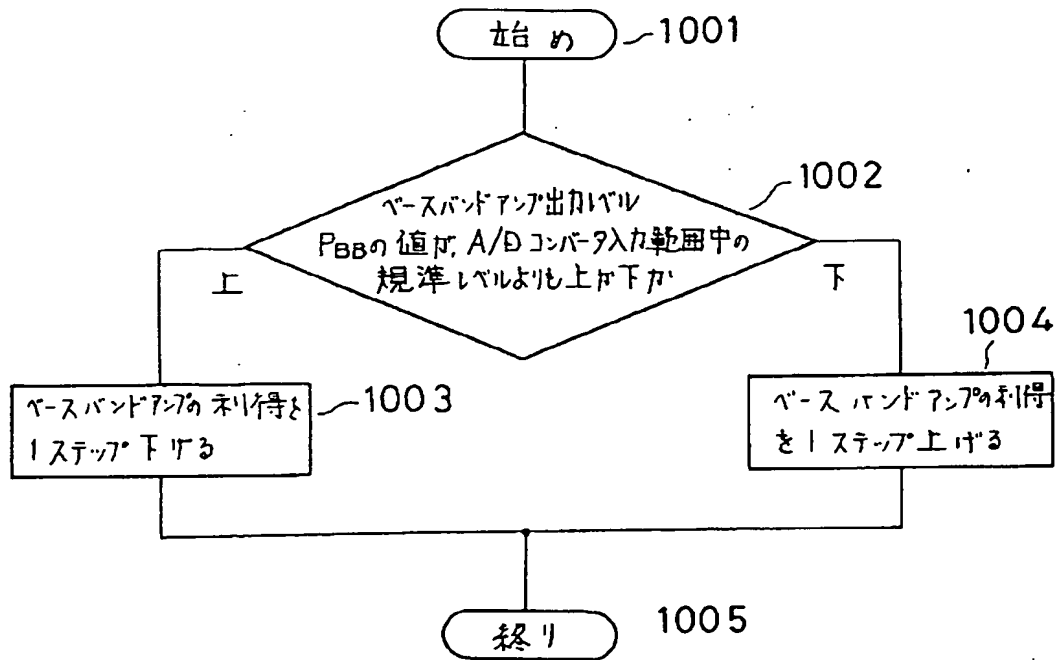
【図32】



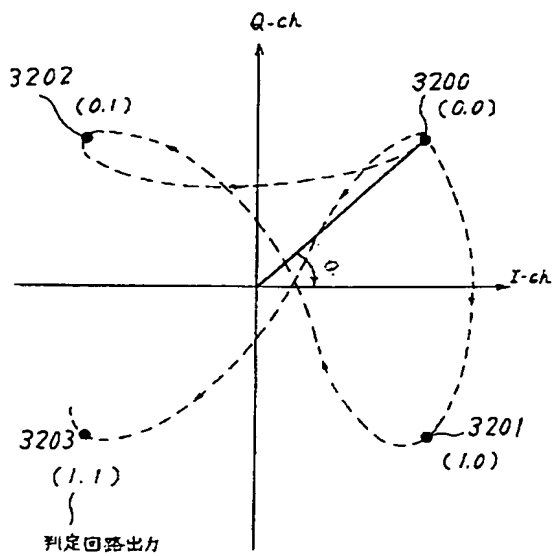
【図33】



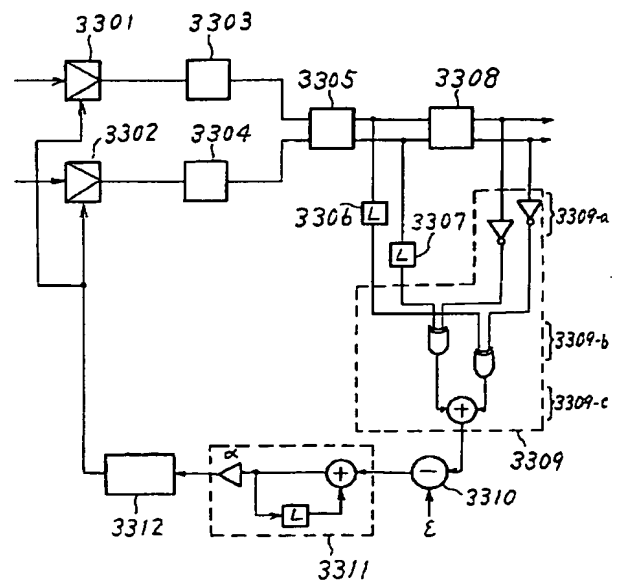
【図 15】



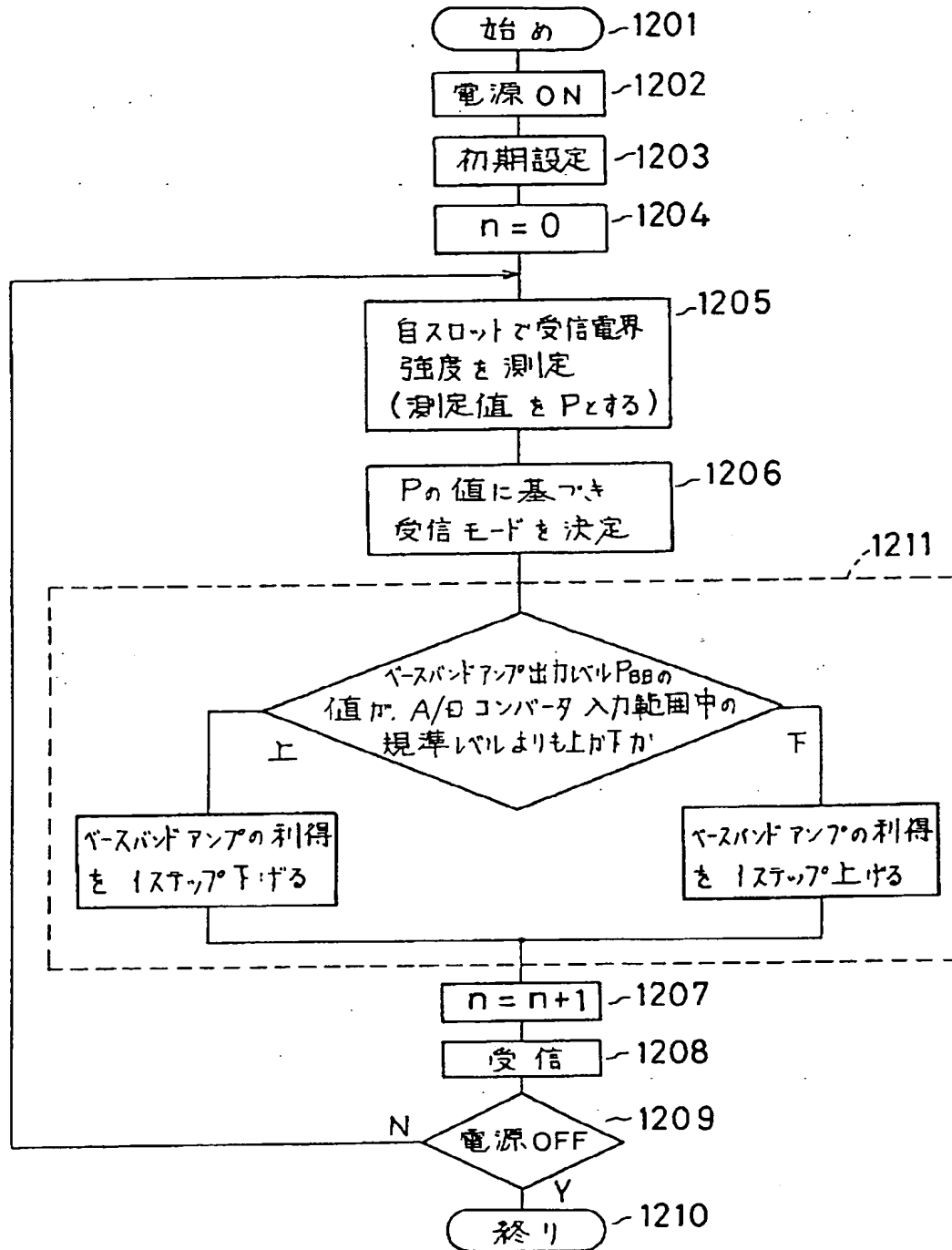
【図 21】



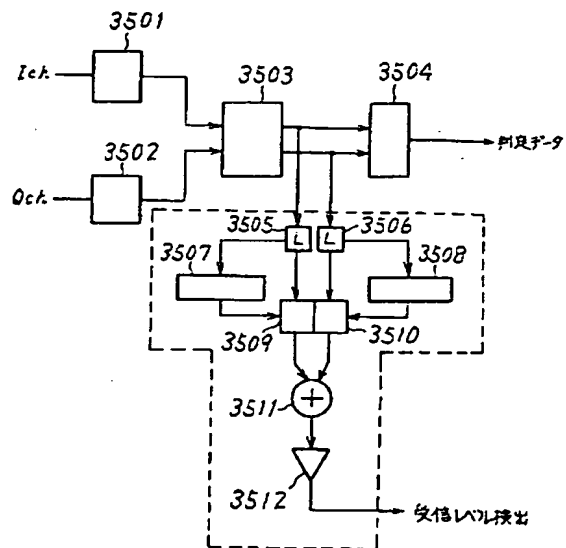
【図 23】



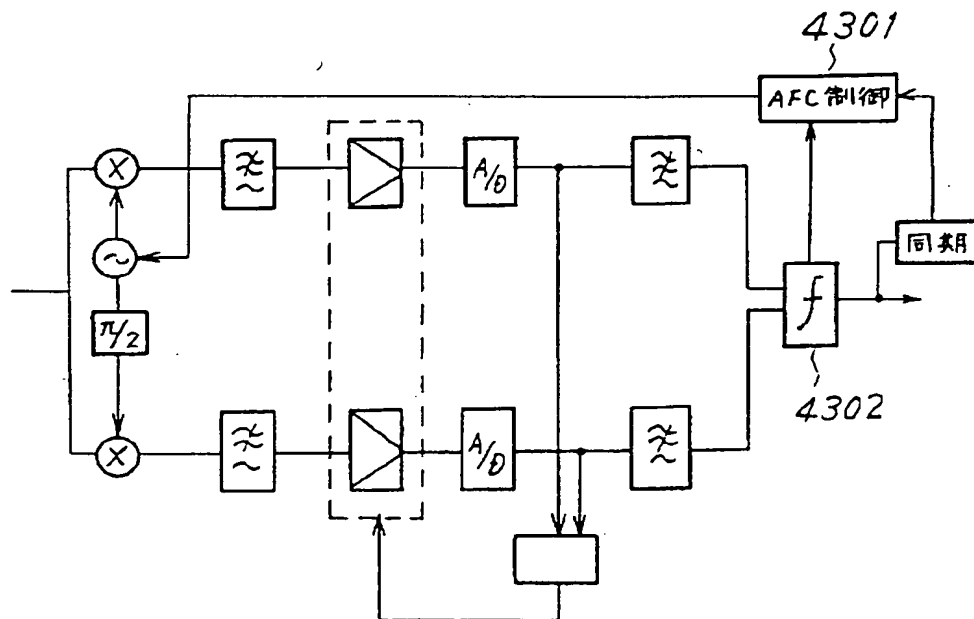
【図 16】



【図 24】



【图 28】



【図26】

